

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
COMISSÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA

Monitoramento Permanente de Motores de Indução Trifásicos

Autor: **Paulo Cezar Monteiro Lamim Filho**
Orientador: **Robson Pederiva**

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
COMISSÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA
DEPARTAMENTO DE PROJETO MECÂNICO**

Monitoramento Permanente de Motores de Indução Trifásicos

Autor: Paulo Cezar Monteiro Lamim Filho

Orientador: Robson Pederiva

Curso: Engenharia Mecânica

Área de Concentração: Mecânica dos Sólidos e Projeto Mecânico

Tese de doutorado apresentada à comissão de Pós Graduação da Faculdade de Engenharia Mecânica, como requisito para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Mecânica.

Campinas, 2007
S.P. - Brasil

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

Lamim Filho, Paulo Cezar Monteiro
L185m Monitoramento permanente de motores de indução trifásicos
/ Paulo Cezar Monteiro Lamim Filho.--Campinas, SP: [s.n.],
2007.

Orientador: Robson Pederiva
Tese (Doutorado) - Universidade Estadual de Campinas,
Faculdade de Engenharia Mecânica.

1. Motores elétricos de indução. 2. Campos magnéticos. 3.
Lógica difusa. 4. Controle em tempo real. I. Pederiva, Robson.
II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de
Engenharia Mecânica. III. Título.

Titulo em Inglês: On-line monitoring of three-phase induction motors

Palavras-chave em Inglês: Three-phase induction motors, Magnetic flux, Fuzzy
logic, On-line monitoring

Área de concentração: Mecânica dos Sólidos e Projeto Mecânico

Titulação: Doutor em Engenharia Mecânica

Banca examinadora: Marcelo Becker, Marcus Antonio Viana Duarte, Eurípedes

Guilherme de Oliveira Nóbrega, Luiz Otavio Saraiva Ferreira

Data da defesa: 23/02/2007

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Mecânica

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
COMISSÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA
DEPARTAMENTO DE PROJETO MECÂNICO


TESE DE DOUTORADO

**Monitoramento Permanente de Motores de
Indução Trifásicos**

Autor: Paulo Cezar Monteiro Lamim Filho

Orientador: Robson Pederiva

A Banca Examinadora composta pelos membros abaixo aprovou esta Tese:



Prof. Dr. Robson Pederiva, Presidente
UNICAMP - Universidade Estadual de Campinas



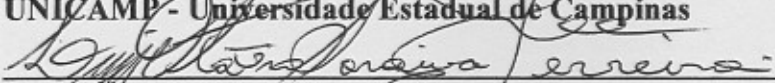
Prof. Dr. Marcelo Becker
PUC - Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais



Prof. Dr. Marcus Antônio Viana Duarte
UFU - Universidade Federal de Uberlândia



Prof. Dr. Eurípedes Guilherme de Oliveira Nóbrega
UNICAMP - Universidade Estadual de Campinas



Prof. Dr. Luiz Otavio Saraiva Ferreira
UNICAMP - Universidade Estadual de Campinas

Campinas, 23 de fevereiro de 2007

Dedicatória:

A minha esposa Lígia

Agradecimentos

Na busca por palavras que expressassem minha gratidão por estas duas pessoas, cheguei a conclusão de que qualquer frase ou palavra seria pequena diante do que representam. Por isso, quem estiver lendo este texto agora, faça uma pausa e tente mentalizar aquelas pessoas que passaram pela sua vida e que simplesmente foram inesquecíveis pelos seus exemplos e ensinamentos. Os mesmos sentimentos de gratidão e admiração que vieram na sua mente são os que não consegui descrever em palavras e que tenho pelo meu Orientador Robson Pederiva e pelo Amigo e “Pai” Jorge Nei Brito.

À minha Mãe Irene que sempre acreditou nos meus sonhos e que por eles abriu mão de tudo na vida.

Às minhas irmãs (Gracelaine e Marluce), aos pais da minha esposa (Sr. Sebastião Nicomedes e Dona Ilza), ao Rangel e ao padrinho (Amin Feres) pelo, carinho e incentivo.

À Cláudia, Júlia e Lucas que sempre me receberam com as portas abertas em Campinas e São João Del Rei e me deram todo o incentivo e apoio para concluir este trabalho.

Ao amigo e colega de Doutorado Sérgio Junichi Idehara, pela oportunidade de termos convivido profissionalmente nesses últimos 5 anos. Sendo um exemplo de competência, amizade e humildade.

Aos Amigos Jorge Marano e Marcelo Braz, pelos momentos felizes que tivemos.

Aos meus ex-alunos do curso de Engenharia Mecatrônica da Unicamp, pelo aprendizado que tive.

Ao meu saudoso avô Ari Lamim que me incentivou desde criança na busca pelo conhecimento.

Aos técnicos, Ferreira, Mauro, Maurício e Ely, pela magnífica assistência técnica.

Por fim, agradeço a UNICAMP em especial ao ex Reitor Carlos Henrique de Brito Cruz que com sua mente brilhante implantou o Programa Piloto de Bolsas para Instrutores Graduados que me proporcionou quatro anos de bolsa e experiência como professor do curso de Engenharia Mecatrônica desta fantástica Universidade que é a UNICAMP.

*“Ainda que eu falasse a língua dos homens
e dos anjos, se conhecesse todos os mistérios
e toda a ciência, se não tivesse amor, nada seria.”*

Coríntios 13: 1 -8

Resumo

LAMIM FILHO, Paulo C. M., *Monitoramento Permanente de Motores de Indução Trifásicos*, Campinas: Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 2007. 140 p. Tese (Doutorado)

Um programa de manutenção preditiva deve englobar várias técnicas de monitoramento da condição do motor elétrico. Dentre elas, pode-se citar como clássicas, a análise de corrente elétrica e análise de vibrações. Entretanto, existe um grande número de dificuldades associadas com estas técnicas e, conseqüentemente, com suas aplicações in loco no parque fabril. Isto ocorre devido ao largo espectro de possíveis defeitos, tais como: curto circuito entre espiras, desequilíbrio de fase e falhas de barras rotativas do rotor. Este trabalho propõe a implementação de um transdutor (bobina de fluxo) sensível às ondas eletromagnéticas dentro dos motores de indução trifásicos para a detecção, diagnóstico e monitoramento on-line. Foi obtida uma relação entre as principais falhas de origem elétrica (curto circuito entre espiras, desequilíbrio de fase e barras quebradas) com os sinais de fluxo magnético, sendo estabelecidas as frequências características de falhas. No trabalho é proposto o uso da lógica *fuzzy* para o monitoramento *on-line*. A condição do motor é descrita através de variáveis lingüísticas. Uma base de regras foi construída para ser usada pelo método de inferência *fuzzy*. O motor de indução é diagnosticado pela composição do conjunto de regras do método de inferência. Os resultados experimentais comprovaram a eficiência do sensor proposto e da estratégia de detecção, diagnóstico e monitoramento *on-line*, podendo ser futuramente incluídos em Programas de Manutenção Preditiva.

Palavras Chave

Motor de Indução Trifásico, Fluxo Magnético, lógica fuzzy, Monitoramento “on-line”

Abstract

LAMIM FILHO, Paulo C. M., *On-line Monitoring of Three-phase Induction Motors*, Campinas, : Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 2007. 140 p. Tese (Doutorado)

A predictive maintenance program must include several techniques of monitoring of the electric motor's conditions. Among these techniques, probably the two most classic ones are related to electric current and vibration analysis. Unfortunately, in both cases inherent drawbacks make difficult their use in loco on industry plants. As there is a large range of possible fault sources and abnormal machine use conditions (such as inter-turn short circuits, unbalanced voltage supplies and broken rotor bars) the determination of the real machine problem is difficult. This work presents the implementation of a special sensor developed (flux coil sensor) inside three-phase induction motors used as experimental platforms. This sensor is sensitive to electromagnetic waves and they are used for detection, diagnosis, and on-line monitoring of electrical faults. It was established a relation between the main electrical faults (inter-turn short circuits, unbalanced voltage supplies and broken rotor bars) and the signals of magnetic flux, that were identified the characteristic frequencies of these faults. In this work, it is proposed the use of fuzzy logic for the on-line monitoring. The motor operational conditions are described by using fuzzy linguistic variables. A knowledge base, comprising fuzzy rules and databases, was built to support the fuzzy inference process. The conditions of the induction motors used during the test phase are diagnosed using a compositional rule and fuzzy inference procedures. The experimental results shown the efficiency of the flux coil sensor developed and the strategies for detection, diagnosis, and on-line monitoring tasks. The results were undoubtedly impressive and in a near future the system developed can be adapted and used in real predictive maintenance programs in industries.

Key Words

Three-phase induction motors, magnetic flux, fuzzy logic, On-line Monitoring

Índice

Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas	xvi
Nomenclatura	xvii
1 Introdução	1
2 Fundamentos Básicos dos Motores de Indução Trifásicos (MIT)	11
2.1 Características construtivas	11
2.1.1 Rotor de gaiola	12
2.1.2 Rotor de anéis ou bobinado	14
2.2 Campo magnético girante	15
2.3 Velocidade síncrona e escorregamento	19
2.4 Modelagem matemática dinâmica de um motor de indução trifásico	21
2.4.1 Transformação qd0	21
2.4.1.1 Aplicação em circuitos resistivos	23
2.4.1.2 Aplicação em circuitos indutivos	24
2.4.2 Equações de tensão dos enrolamentos de estator e rotor da máquina de indução trifásica	25
2.4.3 Equação mecânica da máquina de indução	31
2.4.4 Modelo dinâmico final da máquina de indução trifásica em coordenadas dq0 de um sistema de referência com velocidade angular ω	32

2.5 Transdutor proposto para o monitoramento do fluxo magnético	34
3 Técnicas tradicionais para testes em motores elétricos	38
3.1 Rigidez dielétrica	39
3.1.1 Características da tensão aplicada	39
3.1.2 Tempo de duração do ensaio	40
3.1.3 Espessura do material	41
3.1.4 Influência da temperatura	42
3.2 Constante dielétrica	42
3.3 Distribuição do campo elétrico entre lâminas paralelas	43
3.4 Isolantes industriais sólido	46
3.4.1 Mica	46
3.4.2 Vidro	47
3.4.3 Materiais cerâmicos	47
3.4.4 Papéis isolantes fibrosos	48
3.4.4.1 Cartão prensado	48
3.4.4.2 Papel neutro “kraft”	48
3.4.5 Papel isolante “nomex”	49
3.4.6 Vernizes isolantes	50
3.4.6.1 Vernizes de impregnação	50
3.4.6.2 Vernizes de proteção	50
3.4.6.3 Esmalte	51
3.4.6.4 Resinas	51
3.5 Causas que levam à deterioração dos materiais isolantes em máquinas elétricas	51
3.5.1 Elevação da temperatura	52
3.5.2 Esforços elétricos	52
3.5.3 Esforços ambientais	52
3.5.4 Esforços mecânicos	53
3.6 Principais testes utilizados para detecção da baixa isolação	54
3.6.1 Teste com corrente contínua	55
3.6.2 Megômetro ou <i>Megger</i>	57

3.6.2.1	Teste de isolamento a 1 minuto	59
3.6.2.2	Teste de isolamento a 10 minutos	60
3.6.2.3	Método das múltiplas tensões	60
3.6.2.4	Interpretação dos testes	61
3.6.3	Teste com corrente alternada	63
3.6.3.1	Teste de impulso aplicado em motores (<i>Surge Test</i>)	63
3.7	Barras quebradas	65
3.8	Desequilíbrio de fase	66
3.9	Considerações finais	67
4	Técnicas propostas para detecção de falhas em motores elétricos	68
4.1	Técnica do Envelope	68
4.1.1	Modulação	69
4.1.2	Demodulação	72
4.1.3	Aplicação da técnica do envelope	73
4.2	Estudo das falhas introduzidas	74
4.2.1	Considerações iniciais	74
4.3	Curto circuito entre espiras e desequilíbrio de fases	77
4.3.1	Considerações gerais sobre curto circuito entre espiras	80
4.3.2	Representação do curto circuito	83
4.3.3	Identificação das falhas de curto circuito e desequilíbrio de fases	84
4.4	Barras quebradas	89
5	Bancada experimental e fontes de excitação	91
5.1	Descrição da bancada experimental	91
5.2	Testes de baixa isolamento e desequilíbrio de fase	96
5.2.1	Condição normal de funcionamento com 100% de carga	97
5.2.2	Curto circuito de duas espiras com 100% de carga	98
5.2.3	Curto circuito de quatro espiras com 100% de carga	99
5.2.4	Curto circuito de seis espiras com 100% de carga	100
5.2.5	Curto circuito de dez espiras com 100% de carga	101

5.2.6 Desequilíbrio de fase com 100% de carga	102
5.3 Detecção de barras quebradas	111
5.4 Comentários	114
6 Monitoramento <i>on-line</i>	115
6.1 Modelo geral	115
6.1.1 Aquisição de dados	117
6.1.2 Sistema de inferência <i>fuzzy</i>	117
6.1.2.1 Aplicação da <i>lógica fuzzy</i> para o diagnóstico de falhas	118
6.1.2.2 Variáveis lingüísticas	119
6.1.2.3 Funções de pertinência e regras <i>fuzzy</i>	120
6.1.3 Condição do motor	125
6.2 Comentários	129
7 Conclusões	130
Referências Bibliográficas	133
Anexo - Programa em <i>Matlab</i> para o monitoramento <i>on-line</i>	143

Lista de Figuras

1.1 Principais falhas em motores elétricos	4
2. 1 - Rotor do tipo gaiola	13
2. 2 - Barras do rotor	13
2. 3 - Visão geral do motor de indução trifásico do tipo gaiola.	14
2. 4 - MIT de rotor de anéis ou bobinado.	15
2. 5 - Deslocamento espacial dos enrolamentos AA', BB' e CC'.	16
2. 6 - Relações entre correntes defasadas de 120° no tempo	17
2. 7 - Campo magnético girante, instantes de tempo (1) a (6).	18
2. 8 - Variação de θ elétrico e θ mecânico.	19
2. 9 - Relação trigonométrica entre um sistema estacionário e um sistema girante	21
2. 10 - Representação esquemática da máquina de indução trifásica.	26
2. 11 - Transformação dos eixos abc para dq para um sistema arbitrário.	29
2. 12 - Bobinas inseridas nas ranhuras do motor.	29
2. 13 - Sinais gerados pelas bobinas 1, 2 e 3.	37
3. 1 - Rigidêz dielétrica de diversos gases em função da pressão.	40
3. 2 - Variação da rigidez em função do tempo de duração do ensaio: a) óleo isolante, b) papel e algodão imersos em óleo.	41
3. 3 - Variação da rigidez dielétrica com a espessura.	42
3. 4 - Placas metálicas	43
3. 5 - Distribuição do campo elétrico entre lâminas paralelas.	43
3. 6 - Bobina estatórica introduzida na ranhura.	45
3. 7 - Vida útil dos materiais isolantes.	49
3. 8 - Esforços mecânicos nas máquinas rotativas.	53

3. 9 - Teste de um dielétrico com corrente contínua.	55
3. 10 - Exemplo de um teste de CC.	57
3. 11 - Testes de isolamento de máquinas rotativas.	58
3. 12 - Diagrama simplificado de um instrumento de impulsos de alta frequência.	64
3. 13 - Exemplos de tipos de ondas que poderão aparecer no display do osciloscópio e seus respectivos diagnósticos.	65
3. 14 - Verificação de barras quebradas.	65
3. 15 - Substituição de uma barra de um rotor de gaiola de esquilo.	66
3. 16 - Medição das tensões e correntes de alimentação do motor.	67
4. 1 - Espectro de Frequência de um Sinal AM.	
4. 2 - (a) sinal portador; (b) sinal modulador; (c) sinal modulado $S_{AM}(t)$; (d) fft do sinal modulado.	72
4. 3 - Demodulação de um sinal; (a) sinal portador; (b) sinal modulador; (c) sinal modulado; (d) envelope do sinal modulado.	73
4. 4 - Procedimento adotado na técnica de Envelope.	74
4. 5 - Representação do circuito das barras do rotor (ciclos). Os parâmetros R_e , L_e , R_b e L_b representam, respectivamente: resistência e indutância de parte dos anéis e resistência e indutância das barras do rotor. As correntes $I_{r(k)}$ são as correntes das malhas ou ciclos do rotor	78
4. 6 - Curto Circuito Entre os Pontos a e b.	83
4. 7 - Espectro de Fluxo sem defeito	85
4. 8 - Espectro de Fluxo na condição de curto circuito.	86
4. 9 - Espectro de fluxo demodulado para situação sem defeito.	87
4. 10 - Espectro de fluxo demodulado para situação de 4 espiras curto circuitadas.	88
4. 11 - Exemplo de rotor com barras quebradas.	90
4. 12 - Espectro com Barras Quebradas.	90
5. 1 - Bancada experimental.	91
5. 2 - Sistema de aquisição de dados.	92
5. 3 - Rebobinamento do Motor para simular a Baixa Isolação.	93
5. 4 - Representação das Bobinas no Estator.	94
5. 5 - Bobinas do motor.	94

5. 6 - Falhas inseridas.	95
5. 7 - Espectros de fluxo magnético sem defeito e 100% de carga.	97
5. 8 - Espectros de fluxo magnético com 2 espiras curto circuitadas e 100% de carga.	98
5. 9 - Espectros de fluxo magnético com 4 espiras curto circuitadas e 100% de carga.	99
5. 10 - Espectros de fluxo magnético com 6 espiras curto circuitadas e 100% de carga.	100
5. 11 - Espectros de fluxo magnético com 10 espiras curto circuitadas e 100% de carga.	101
5. 12 - Espectros de fluxo magnético para o desequilíbrio de fases e 100% de carga.	102
5. 13 - Média e desvio padrão para a bobina 1.	103
5. 14 - Média e desvio padrão para a bobina 2.	104
5. 15 - Média e desvio padrão para a bobina 3.	105
5. 16 - Gráfico da tendência para as falhas introduzidas.	106
5. 17 - Média e desvio padrão para a bobina 3.	108
5. 18 - Média e desvio padrão para a bobina 3.	109
5. 19 - Gráfico de tendência para a condição de 90% de carga	110
5. 20 - Gráfico de tendência para a condição de 80% de carga.	110
5. 21 - Espectro de fluxo (bobina implementada) sem defeito.	112
5. 22 - Espectros de fluxo (bobina implementada) para 7 barras quebradas.	112
5. 23 - Média, desvio padrão e variação das diferenças em dB	113
6. 1 - Fluxograma do sistema de monitoramento <i>on-line</i> .	116
6. 2 - Funções de pertinência para a entrada H19 normalizada.	121
6. 3 - Funções de pertinência para a entrada H21 normalizada.	122
6. 4 - Funções de pertinência para a entrada H6 normalizada.	122
6. 5 - Funções de pertinência para a entrada H8 normalizada.	122
6. 6 - Funções de pertinência para a entrada B1 normalizada.	123
6. 7 - Funções de Pertinência para a condição do motor.	123
6. 8 - Sistema de inferência <i>fuzzi</i> MONITOR: 5 entradas, 3 saídas e 22 regras.	125
6. 9 - Monitoramento realizado em tempo real para 24 situações aleatórias.	127
6. 10 - Alerta emitido para o problema de desequilíbrio de fase.	128
6. 11 - Alerta emitido para o problema de baixa isolamento.	128

Lista de Tabelas

1.1 Defeitos nos motores de indução trifásicos	4
3.1 Características dos materiais isolantes	45
3.2 Tensões de teste de isolamento recomendada	59
3.3 Níveis de tensão para testes de isolamento pelo método das duas tensões	60
3.4 Fatores K_t de correção da temperatura para 40 °C, para máquinas rotativas	61
3.5 Índice para interpretação dos testes de resistência de isolamento	62
6.1 Composição da base de regras utilizando as variáveis de entrada	124

Nomenclatura

θ	ângulo	[grau]
H	intensidade de campo magnético	[Ae/m]
i	corrente elétrica	[A]
U	Tensão	[Volts]
\Re	relutância	[Ae/Wb]
L	indutância	[H]
r	raio	[m]
R	resistência	[Ω]
B	indução magnética	[Tesla]
μ	permeabilidade	[H/m]
fmm	força magnetomotriz	[Ae]
N	número de espira	-
A	área	[m ²]
λ, ψ	fluxo magnético	[Wb]
fem	força eletromotriz	[V]
CC	Corrente contínua	[A]
CA	Corrente alternada	[A]
ω	frequência angular	[rd/s]
f	frequência	[Hz]
f_l	frequência de linha	[Hz]
f_r	frequência de rotação do rotor	[Hz]
f_s	frequência de escorregamento	[Hz]

f_p	Frequência da passagem de ranhura	[Hz]
MIT	Motor de indução trifásico	-
n_1	velocidade síncrona	[rpm]
n	velocidade do rotor	[rpm]
p	número de pares de pólos	-
R_s	número de ranhuras do rotor ou estator	-
s	escorregamento	-
T	torque mecânico	[Nm]
t	tempo	[s]

Capítulo 1

Introdução

Motores de indução trifásicos são largamente utilizados nos acionamentos de bombas, compressores, ventiladores, equipamentos para processamento e manuseio de cargas e em várias outras diferentes aplicações na indústria, devido à sua solidez e versatilidade. Vários artigos têm sido escritos, destacando-se as questões chaves relativas à confiabilidade e ao custo efetivo de operação dos motores que são: a alta qualidade, o conhecimento minucioso da aplicação, a escolha certa do tipo do motor para uma aplicação específica e a manutenção correta, Brito (2002).

Nos últimos vinte anos, várias pesquisas têm sido desenvolvidas visando a detecção e diagnóstico de falhas em motores de indução trifásicos (MIT), Chow (1991), Bonnett (1992), Gupta e Culbert (1993), Luo (1993), Trutt (1993), Campbell (1994), Finley (1994), Murry (1994), Timperley (1994), Taylor (1994), Luo (1995), Almeida (1996), Joksimovic (1999), Finley (2000), Brito (2001), Benbouzid (2001), Benbouzid (2003) Lamim Filho (2003), Henao (2003), Lamim Filho (2004), Baccarini (2005), Silva (2006), Lamim Filho (2006).

A detecção de defeitos quando estão ainda em fase de desenvolvimento, através da comparação de espectros de fluxo magnético, vibração e corrente elétrica, possibilita ao engenheiro de manutenção planejar uma ação corretiva com relação ao defeito previsto.

Os motores podem ser expostos a diferentes tipos de ambientes agressivos, operação imprópria e defeitos de fabricação. Falhas incipientes (barras quebradas, rolamentos danificados, curto-circuito, etc.) e falhas externas (sobrecarga mecânica, desequilíbrio de fase, subtensão, sobretensão, rotor bloqueado, etc.) são inevitáveis. Além disso, a degradação do isolamento dos motores elétricos operando dentro de ambientes agressivos pode ser acelerada, tornando-os ainda mais susceptíveis a defeitos incipientes, Boothman *et al.* (1974), Cambrias (1988), LaForte (1988), Schump (1989), Tavner e Penman (1989), Mishra *et al.* (1999), Benbouzid (1999), Riley *et al.* (1999).

Se os defeitos incipientes ou a deterioração gradual não forem detectados, poderão provocar a quebra do motor causando prejuízos e transtornos. Várias falhas podem ser evitadas se a aplicação, condição de trabalho e origem das falhas forem compreendidos, Maier (1989). A confiabilidade exigida para os motores elétricos crescem constantemente devido à importância de suas aplicações e do avanço tecnológico.

Estudos de gerenciamento de manutenção indicaram que um terço do custo total de manutenção é desperdiçado com procedimentos inadequados ou desnecessários. No Brasil, os métodos de manutenção estão evoluindo e várias empresas, tais como USIMINAS, PETROBRÁS, CVRD e outras, vêm investindo em sistemas de diagnóstico de máquinas rotativas, com ênfase em análise de vibrações, Mirshawka (1995).

Entretanto, os principais desafios do mundo moderno é fazer mais com menos recursos, encontrar soluções criativas para velhos problemas e reduzir os custos de manutenção que representam, em média, 4,39% do faturamento bruto das empresas, Kardec (1999).

Considerando que a produtividade global é a relação entre o faturamento e o custo, o correto é falar em otimização de custos, já que o que interessa é o resultado final do negócio. Uma das atribuições do pesquisador, seja na universidade ou na indústria, é otimizar sistemas ou processos em estudo, maximizando a disponibilidade de máquinas e minimizando custos.

Um programa de manutenção preditiva deve englobar várias técnicas de monitoramento da condição do motor elétrico. Dentre elas, podem-se citar como clássicas, a análise de corrente elétrica e análise de vibrações. Entretanto, existe um grande número de dificuldades associadas com estas técnicas e, conseqüentemente, com suas aplicações práticas. Isto devido à abrangência de detecção de defeitos tais como: falhas em rolamentos, falhas nas bobinas do estator, quebra das barras rotativas do rotor, desequilíbrio de fase e outras. Sendo que as falhas nos rolamentos e nas bobinas do estator representam aproximadamente 75% de todas as falhas no motor, Gojko (2000).

Muito embora, em alguns casos pontuais, tenham sido identificados os mecanismos específicos relativos à ocorrência de falhas, até o início dos anos sessenta esse conhecimento era apenas qualitativo. Não existia, até este período, uma documentação estatística que permitisse aos fabricantes e usuários dispor de uma referência sobre falhas nos motores elétricos, Santos (2000).

Dickinson (1962) publicou o primeiro estudo referente à confiabilidade dos equipamentos elétricos utilizados em instalações industriais. A atualização e ampliação deste estudo foi publicada pelo *Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. - IEEE* (1974), num extenso trabalho que foi dividido em seis partes. Cada parte abrange um aspecto específico relativo à análise de confiabilidade em instalações industriais.

Um resumo dos dados estatísticos de maior interesse, referente a este trabalho, foi publicado na norma técnica *IEEE* (1980). Esse estudo concluiu que a manutenção inadequada (17%) e os defeitos de fabricação (15%) são os principais fatores que influenciam a ocorrência de falhas em motores elétricos. O isolamento dos enrolamentos (50%) e os mancais (29%) constituem as partes mais afetadas.

Além destes trabalhos realizados pelo *IEEE*, outros institutos tais como o *Electric Power Research Institute (EPRI)* e *Edison Electric Institute (EEI)*, também desenvolveram seus próprios estudos, Santos (2000).

De acordo com os trabalhos publicados pelo *Electric Power Research Institute (EPRI)* em 1985 e pelo *Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. (IEEE)* em 1986; os problemas nos rolamentos são responsáveis por dois quintos de todas as falhas; curto-circuito nos enrolamentos do estator representam aproximadamente um terço das falhas estudadas e barras quebradas representam aproximadamente dez por cento das falhas.

Na Tabela 1.1 tem-se a distribuição relativa das falhas registradas, segundo as áreas mais afetadas. Sendo que para o EPRI tem-se um universo de 6312 motores estudados e para o IEEE foram estudados 1141 motores.

Tabela 1.1 - Defeitos nos motores de indução trifásicos.

Falhas Registradas	Porcentagem de Falha	
	IEEE	EPRI
Rolamentos	44	41
Bobinas	26	36
Rotor	8	9
Outras	22	14

Na Figura (1.2) tem-se a distribuição relativa das falhas registradas, para motores elétricos acionados com e sem inversor de frequência, segundo as áreas mais afetadas.

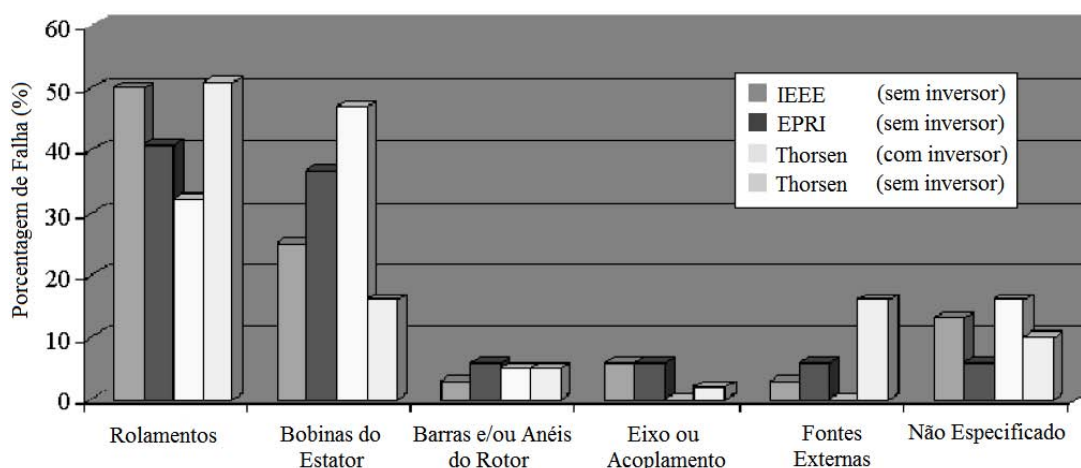


Figura 1. 1 - Principais falhas em motores elétricos, Benbouzid (2003).

Várias pesquisas têm sido realizadas para amenizar as principais falhas supracitadas e conseqüentemente evitar paradas inesperadas. Um plano de manutenção preditiva deve englobar várias técnicas, tais como: vibração, análise de óleo, fluxo magnético e corrente elétrica. Porém, a manutenção que se aplica na maioria das empresas necessita que estas máquinas sejam retiradas de operação, provocando interrupções na produção e conseqüentemente elevando os custos de paradas e mão de obra.

Vislumbra-se então que a aplicação de técnicas de monitoramento para motores elétricos vem se tornando um forte atrativo dentro de uma planta industrial, pois a detecção de um problema antes que o mesmo danifique a máquina irá permitir que a equipe de manutenção possa tomar as devidas precauções, evitando-se paradas, inesperadas, na linha de produção.

Bowers *et al.* (1993) usaram a integração das tecnologias de análise de temperatura, análise de fluxo e análise de corrente parasita para detectar problemas de origem elétrica num motor de indução trifásico de 5 HP, 2 pólos. Os casos históricos discutem problemas de aquecimento, barras quebradas e desequilíbrio de fase. Penan *et al.* (1986) e Penman *et al.* (1994), estudaram os problemas relacionados com as falhas simétricas e assimétricas do estator.

Murry *et al.* (1994) apresentaram o programa SPR - *Strategic Petroleum Reserve*, que utiliza as técnicas de análise de vibração, termografia e análise de óleo, objetivando a implantação da manutenção preditiva de bombas e motores elétricos.

Bell *et al.* (1997) publicaram um estudo relacionado com falhas nos enrolamentos do estator de motores de média e pequena potência. Segundo os autores, em motores acionados por inversores PWM (*Pulse Width Modulation*), a alta frequência de chaveamento dos dispositivos semicondutores pode gerar curto-circuito entre bobinas ou entre espiras.

Brito *et al.* (1999), utilizaram as técnicas de análise de vibração e análise de corrente para detecção de falhas em motores de indução trifásico. Foram estudados os defeitos de origem mecânica (folga mecânica, desbalanceamento e desalinhamento), de origem elétrica (*single phase*) e a interação entre eles.

Wang *et al.* (2000) apresentaram estudos preliminares para o desenvolvimento de métodos para detectar a degradação do isolamento de motores de até 600 V, acionados por inversores PWM. Sinais de tensão e de corrente foram coletados com o motor operando nas condições normais (*baseline*) e em condições de falha, com diferentes cargas e frequências de chaveamento do PWM. O objetivo foi analisar qual parâmetro (tensão ou corrente) e qual método de extração de características (*FFT, wavelet, etc*) forneceu a melhor sensibilidade para a detecção de degradação de isolamento nos primeiros estágios.

Lamim Filho *et al.* (2001), apresentaram a influência do desequilíbrio de fase no comportamento dinâmico de motores de indução trifásico a partir de resultados experimentais, obtidos em uma bancada de teste, identificando-se suas frequências determinísticas. Os espectros de vibração e de fluxo magnético foram coletados para a condição normal de funcionamento e com a introdução dos desequilíbrios de fase. Através destas técnicas, foi possível detectar e diagnosticar o desequilíbrio das fases do sistema de alimentação do motor dando uma contribuição para o aprimoramento da Manutenção Preditiva nas plantas industriais.

Brito (2002), desenvolveu um sistema híbrido que usa técnicas de inteligência artificial, para detecção e diagnóstico de falhas em motores de indução trifásicos, visando sua inclusão em programas de Manutenção Preditiva.

Baccarini (2005) propôs um sistema de detecção e diagnóstico de falhas elétricas (curto-circuito entre espiras do estator, quebra de barras e/ou anéis do rotor) e mecânicas (desalinhamento, desbalanceamento, folga mecânica) em motores de indução trifásicos através de modelos matemáticos.

Para um bom diagnóstico, é necessário uma monitoração contínua e alarme rápido frente à ocorrência de uma falha. Contudo, esta não é uma tarefa trivial, uma vez que o impacto de alguns tipos de falhas é pequeno e podem ser mascarados por ruídos e mudanças das condições de operação do acionamento, Baccarini (2005).

Além da análise em tempo real, é necessária, também, uma escolha adequada dos seguintes parâmetros para medição: número de pontos, frequência de amostragem, tipo de janela, com o objetivo de obter alta sensibilidade e seletividade na detecção da falha; software dedicado para correlação da vibração com a causa, e o entendimento da severidade, Betta *et al.* (2002).

De acordo com o fato de que a interpretação da condição do motor de indução trifásico é um conceito *fuzzy*, Zimmermann (1991). Nos últimos anos, pesquisadores têm proposto o diagnóstico de falhas baseado na lógica *fuzzy*, Chun *et al.* (1997); Boyce *et al.* (1997), Benbouzid (2001), Goddu *et al.* (1998) e Lamim Filho (2006). A dificuldade principal destes pesquisadores tem sido a forma de se processar os dados de entrada *fuzzy*.

O interesse deste grupo pelo estudo de falhas em motores elétricos, através de técnicas preditivas, iniciou-se em 1999. As primeiras investigações foram desenvolvidas no laboratório de conversão de energia da UFSJ, Universidade Federal de São João Del Rei. A detecção de falhas de origem elétrica (*single phase*) e mecânica (*folga mecânica, desbalanceamento, desalinhamento*) e a interação entre eles, foram apresentadas por Lamim Filho (1999) e por Brito *et al.* (1999^{a,b}). As excitações foram introduzidas num motor de indução trifásico, montado numa bancada, ainda sem robustez desejada, numa série de cinco testes. Essas investigações iniciais foram importantes para a familiarização com o equipamento coletor de sinais, aplicação das técnicas preditivas, acertos na bancada de testes e simulações das falhas.

Os trabalhos tiveram continuidade na UNICAMP com a realização do doutorado de Brito (2002) e do mestrado de Lamim Filho (2003), sendo que no mestrado foi desenvolvida uma metodologia de baixíssimo custo explorando o monitoramento do fluxo magnético para o acompanhamento preditivo de motores de indução trifásicos, através da detecção de falhas elétricas (*desbalanceamento de tensão, subtensão, sobreensão, barras quebradas ou trincadas*) e mecânicas (*desbalanceamento mecânico*). Para isto, foi implementado um transdutor (*bobina de fluxo*) sensível às ondas eletromagnéticas dentro dos motores de indução trifásicos, identificando as frequências características relacionadas aos defeitos comuns a estes tipos de máquinas.

É importante ressaltar que este trabalho resultou na patente “*Bobina de Fluxo Magnético para Acompanhamento Preditivo de Motores de Indução Trifásicos*”, 2003, Privilégio de Inovação n. PI0303.047-4, 10 de Junho de 2003 (Depósito) e compôs o rol de 60 tecnologias analisadas pelo PIT - Programa de Investigação Tecnológica da UNICAMP.

O PIT é um programa financiado pelo SEBRAE e visa investigar e qualificar tecnologias inovadoras geradas nos laboratórios da Unicamp com ênfase em suas aplicações práticas para a sociedade e o mercado.

As linhas de pesquisa envolvendo detecção de falhas em motores elétricos, apesar de existirem a algum tempo, nem sempre são utilizadas de forma correta no meio industrial. Pôde-se perceber através de várias visitas realizadas pelo doutorando a diversas empresas, tais como CVRD, SAMARCO, SAINT-GOBAIN, CIMENTO ITAÚ, COPASA, VOTORANTIM METAIS, FIAT AUTOMÓVEIS, UNILEVER, PETROBRÁS e outras, que existe uma carência muito grande em informações sobre detecção de falhas para motores elétricos e que os meios utilizados, para monitorar (*Surge Test, Hi Pot, Megômetro*), necessitam que o motor seja colocado fora de operação.

Motivados pela quantidade de falhas que ocorrem nas bobinas do estator, barras do rotor e pela carência no meio industrial de técnicas para monitoramento em tempo real de motores elétricos, este trabalho propõe uma metodologia de baixíssimo custo explorando a análise do fluxo magnético para o acompanhamento preditivo de motores de indução trifásicos, através da detecção das falhas elétricas: curto-circuito entre espiras do estator que também poderá ser referenciado durante todo o texto como sendo uma baixa isolação; barras quebradas e desequilíbrio de fase.

Para isto, será usada uma nova forma de análise dos espectros de fluxo magnético baseada na técnica do envelope e um sistema de monitoramento *on-line* que será implementado através da *Lógica Fuzzy*.

Para um melhor entendimento da relação falha/sinal, a realização de experimentos controlados em uma bancada experimental é indispensável. Dessa forma, vários testes experimentais foram realizados no Laboratório de Vibrações da UNICAMP (Universidade Estadual de Campinas). Uma bancada de testes foi montada, onde sua robustez garantiu a repetibilidade dos testes (*curto-circuito entre espiras do estator (baixa isolamento), barras quebradas e desequilíbrio de fase*) sob as mesmas condições.

Este procedimento possibilitou a montagem de um banco de dados que permitiu uma distinção entre as análises de curto circuito e desequilíbrio de fase, além da validação e um melhor posicionamento da bobina de fluxo, proposta por Lamim Filho (2003), dentro do motor elétrico. Destaca-se o interesse pela aplicação da técnica de fluxo magnético como fruto da proposta de doutorado na Unicamp, sendo um campo totalmente novo a ser explorado.

A partir do trabalho que está sendo proposto, pretende-se que no futuro os monitoramentos das máquinas elétricas sejam realizados em tempo real e sem a necessidade de nenhum conhecimento prévio, por parte do operador da máquina, sobre como identificar as falhas aqui estudadas e que representam a maioria dos problemas de origem elétrica que ocorrem nos motores de indução trifásicos, conforme visto na Figura 1.1.

No Capítulo II, apresentam-se os fundamentos básicos sobre motores de indução trifásicos. O objetivo é facilitar o entendimento do estudo dos defeitos introduzidos e do transdutor (bobina de fluxo) implementado dentro do motor de indução trifásico.

No Capítulo III, apresentam-se as principais características e técnicas tradicionais para a detecção das falhas estudadas (curto circuito ou baixa isolamento, barras quebradas e desequilíbrio de fase). Dando-se maior ênfase ao problema da baixa isolamento por se tratar da principal falha elétrica que ocorre nos motores.

No Capítulo IV, apresentam-se as técnicas de análise espectral para a detecção das falhas estudadas. Tendo como um dos objetivos principais a consolidação destas técnicas para a substituição gradativa das técnicas tradicionais.

No Capítulo V, apresentam-se a bancada experimental e os espectros coletados através da análise de fluxo magnético com a bobina de fluxo proposta. Pretende-se, a partir das frequências características, estabelecer uma distinção entre as análises de curto circuito e desequilíbrio de fase, além da validação e um melhor posicionamento da bobina de fluxo, proposta por Lamim Filho (2003), dentro do motor elétrico. Os experimentos foram realizados para a condição normal de funcionamento e para as excitações de origem elétrica.

No Capítulo VI, tem-se o sistema de monitoramento *on-line* para a detecção das falhas de curto circuito, desequilíbrio de fase e barras quebradas, bem como da técnica de inteligência artificial utilizada para o diagnóstico das falhas.

As conclusões e sugestões para trabalhos futuros são apresentadas no Capítulo VII e no Anexo I, tem-se o programa para o monitoramento *on-line*.

Capítulo 2

Fundamentos Básicos dos Motores de Indução Trifásicos (MIT)

Os fundamentos básicos sobre motores de indução trifásicos apresentados neste capítulo, têm como objetivo facilitar o entendimento do estudo dos defeitos introduzidos (curto circuito ou baixa isolamento, barras quebradas, desequilíbrio de fase e sem defeito). Também apresenta-se a implementação do transdutor (bobina de fluxo) dentro do motor.

2.1 Características construtivas

O motor de indução trifásico trabalha com velocidade praticamente constante, sofrendo pequenas variações com a carga mecânica acoplada ao eixo. É largamente utilizado por ser adequado a quase todos os tipos de cargas encontradas na prática, sendo composto fundamentalmente de duas partes: estator e rotor.

O rotor é a parte móvel da máquina, colocado no interior do estator, sendo constituído por um empilhamento de chapas magnéticas que formam o núcleo magnético e por enrolamentos colocados em ranhuras. O rotor pode ser de dois tipos: rotor em gaiola de esquilo (que pode ser de gaiola simples, de gaiola dupla ou de gaiola de barras profundas) e Rotor de anéis ou bobinado.

2.1.1 Rotor de gaiola

No rotor de gaiola simples os condutores são colocados em ranhuras, curto-circuitados em cada extremidade por um anel condutor. O conjunto do material condutor tem o aspecto de uma gaiola de esquilo (origem do nome dado a este tipo de rotor). Os condutores que constituem a gaiola podem ser de cobre ou de alumínio e junto aos anéis dos topos podem ser encontradas aletas para a ventilação.

O rotor de gaiola dupla tem duas gaiolas concêntricas. A gaiola exterior é constituída para ter uma resistência suficientemente elevada, permitindo um bom torque na partida. A gaiola interior é constituída por uma resistência baixa, garantindo um bom rendimento em funcionamento nominal. Na partida do motor, funcionará essencialmente a gaiola exterior. Na situação normal, funcionará a gaiola interior. O grande benefício que se obtém da utilização de motores deste tipo consiste no aumento do torque de partida. Consegue-se também uma ligeira diminuição do valor da corrente de partida.

Rotor de gaiola de barras profundas tem o aspecto da gaiola simples, embora as barras que constituem o seu enrolamento sejam de considerável profundidade. As suas características de arranque são análogas às do rotor de gaiola dupla.

Na Figura (2.1), tem-se a ilustração do rotor de gaiola constituído por um conjunto de barras não isoladas e interligadas por anéis em curto circuito.

A construção mais simples consiste em montar os condutores do rotor nas respectivas ranhuras e curto-circuitar estas ranhuras por intermédio de dois anéis, um em cada topo. Frequentemente este enrolamento é obtido vazando alumínio no núcleo do rotor, montado num molde, moldando-se ao mesmo tempo as aletas destinadas à ventilação. Como os condutores estão curto-circuitados permanentemente, não há necessidade de isolá-los.

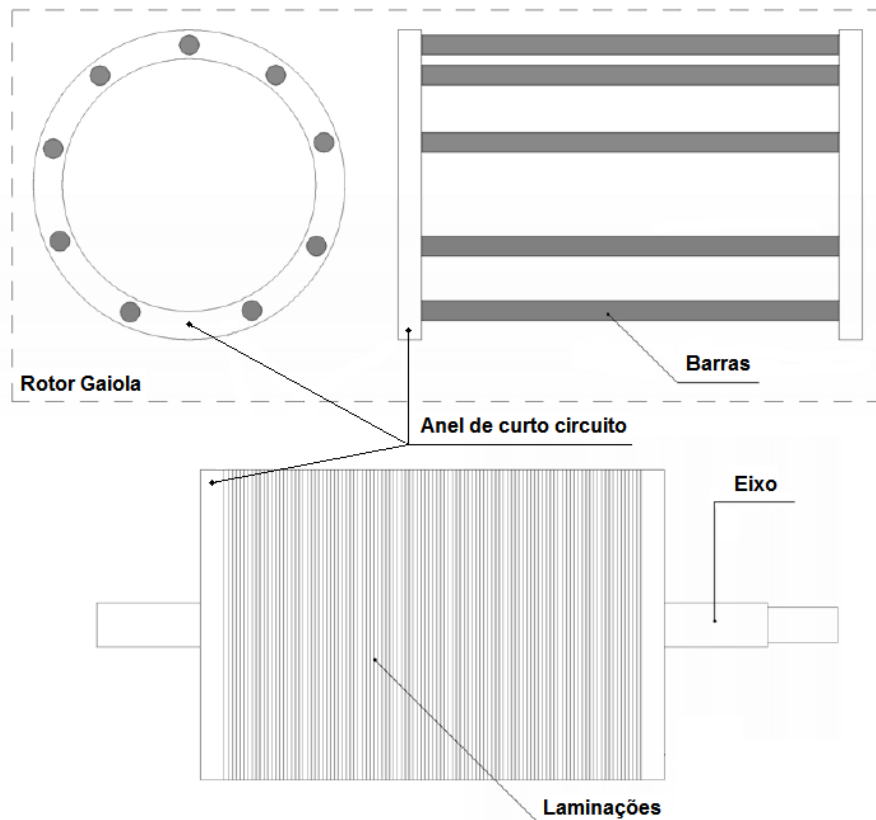
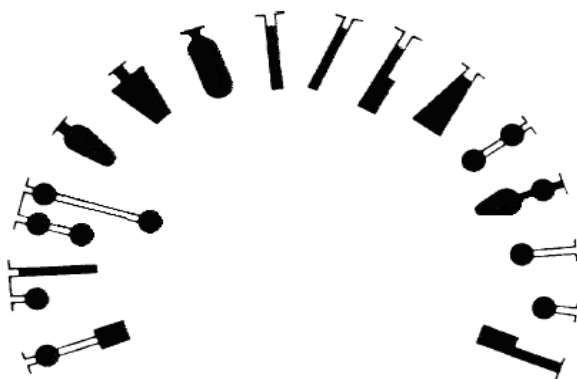


Figura 2. 1 - Rotor do tipo gaiola.

Na Figura (2.2), tem-se as várias formas da barra do rotor e detalhes da sua montagem junto às chapas magnéticas.



(a) Tipos de barras



(b) Detalhes das barras do rotor

Figura 2. 2 - Barras do rotor.

Na Figura (2.3) tem-se uma visão geral do motor de indução trifásico tipo gaiola, sendo o estator formado por três partes distintas: carcaça que é a estrutura suporte do conjunto, núcleo de chapas magnéticas e enrolamento trifásico. O enrolamento é composto de três conjuntos iguais de bobinas, um para cada fase, formando um sistema trifásico que será ligado à rede de alimentação.

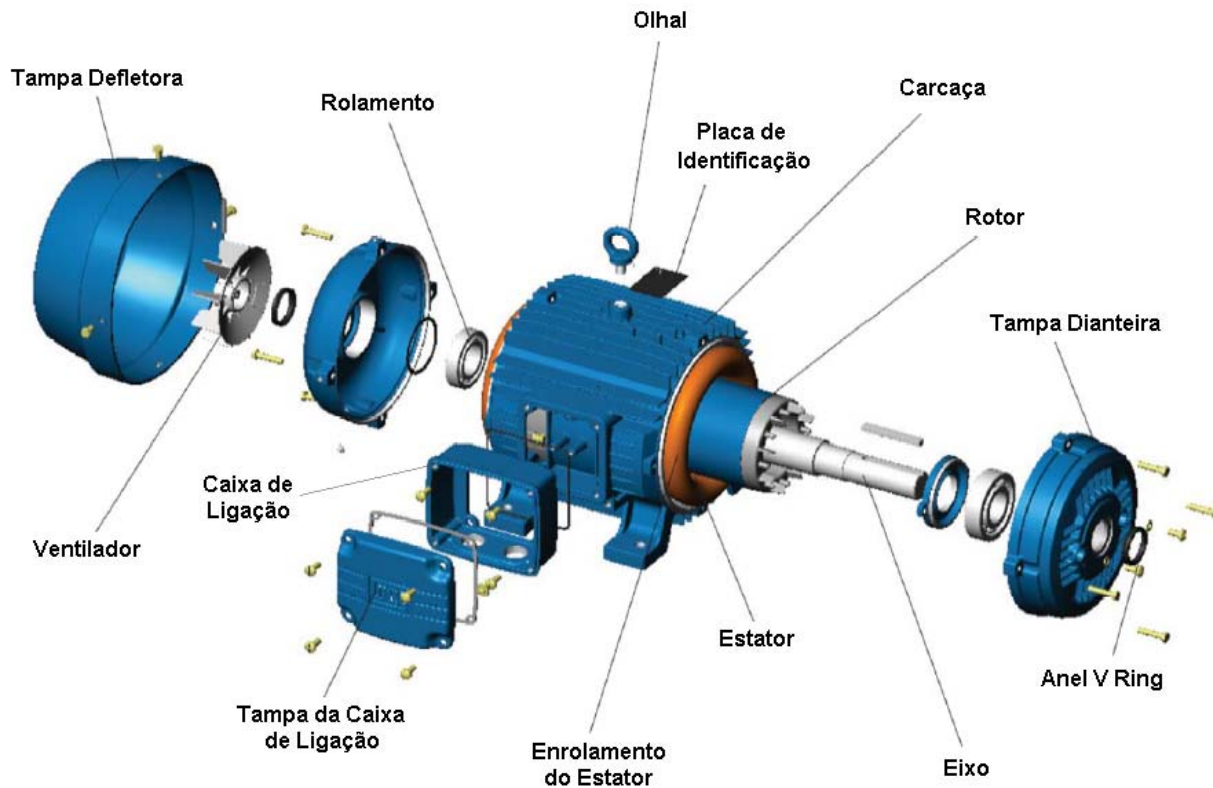


Figura 2. 3 - Visão geral do motor de indução trifásico do tipo gaiola, Weg (2004).

2.1.2 Rotor de anéis ou bobinado

O rotor de anéis tem três enrolamentos separados, ligados normalmente em estrela. Um dos terminais de cada enrolamento é ligado a um ponto comum e os outros três terminais são ligados a três anéis conectados entre si.

No rotor de anéis, as escovas transferem os terminais das bobinas para fora do motor. Estes terminais dos enrolamentos podem ser ligados em curto circuito ou através de um conjunto de

resistências externas, que alteram a resistência total do circuito rotórico. Na Figura 2.4 tem-se um MIT de rotor de anéis.

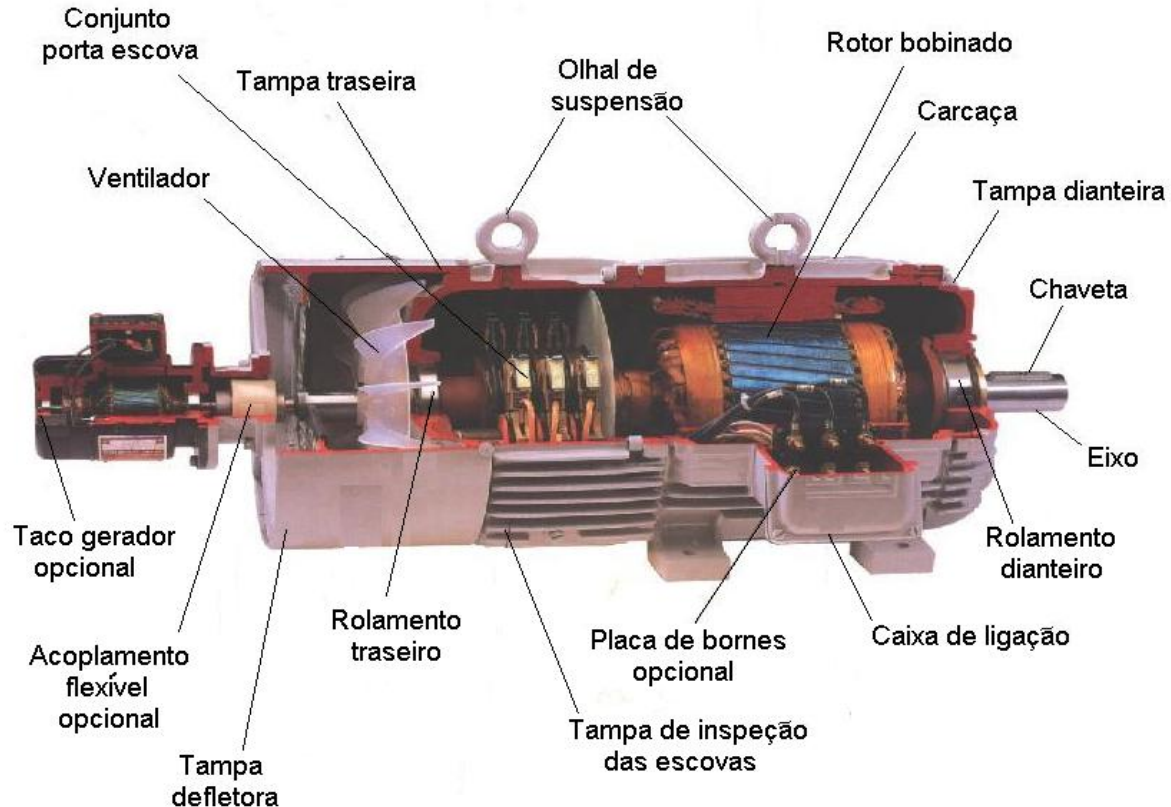


Figura 2. 4 - MIT de rotor de anéis ou bobinado, Weg (1998).

2.2 Campo magnético girante

Para compreender a teoria de máquinas de corrente alternada, é necessário estudar a natureza do campo magnético produzido por um enrolamento trifásico.

Um campo magnético girante e de amplitude constante, girando à velocidade síncrona, pode ser produzido por qualquer grupo polifásico de enrolamentos deslocados no espaço da armadura. Isto é possível, se as correntes que circulam através dos enrolamentos também estiverem defasadas no tempo.

Todas as máquinas de indução trifásicas necessitam de três enrolamentos individuais e idênticos, deslocados no estator de 120° no espaço, pelos quais circulem correntes também defasadas de 120° no tempo.

Na Figura 2.5 tem-se o deslocamento espacial de um enrolamento trifásico concentrado típico, onde AA' representa a Fase A, BB' a Fase B e CC' a Fase C, Sen (1997).

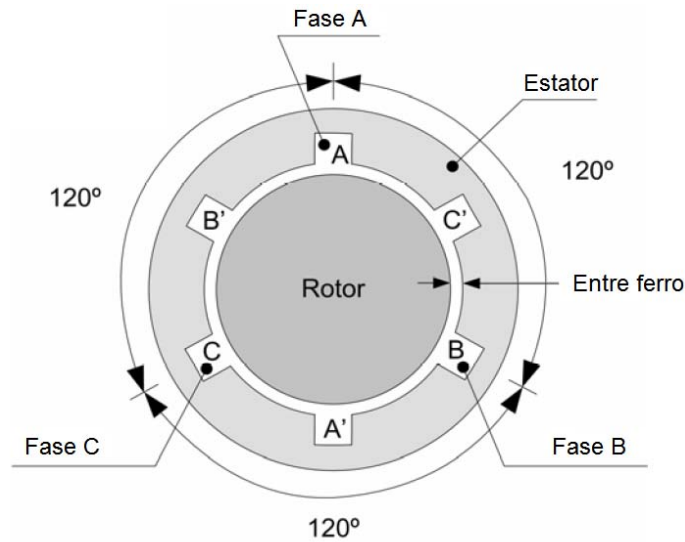


Figura 2. 5 - Deslocamento espacial dos enrolamentos AA', BB' e CC', Silva (2006).

A seguir, tem-se o valor das correntes I_a , I_b e I_c , para um sistema de alimentação trifásico balanceado fluindo através dos enrolamentos, onde I_m é a amplitude da corrente, ω é a velocidade angular e t o tempo. Estas correntes instantâneas são mostradas na Figura 2.6.

$$\begin{aligned} I_a(t) &= I_{mA} \cos \omega t \\ I_b(t) &= I_{mB} \cos (\omega t - 120^\circ) \\ I_c(t) &= I_{mC} \cos (\omega t + 120^\circ) \end{aligned} \tag{2.1}$$

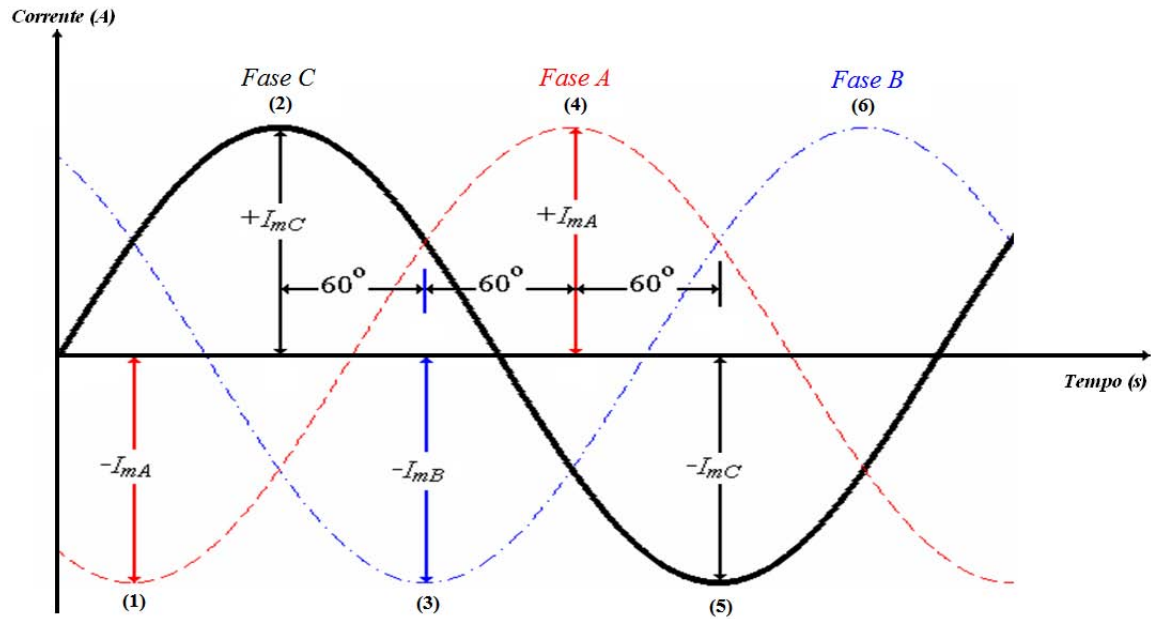


Figura 2. 6 - Relações entre correntes defasadas de 120° no tempo.

No instante (1), a fase A está num valor máximo num determinado sentido. As correntes nas bobinas das fases B e C alcançam exatamente a metade do seu valor máximo no sentido oposto.

Na Figura 2.7 (1), tem-se as direções das correntes que circulam nas bobinas "A", "B" e "C" de um motor trifásico de dois pólos. A força magnetomotriz (f_{mm}) ao longo do eixo da fase "A" possui o seu valor máximo ($F_a = F_{máx}$) devido a corrente na fase "A" ser máxima. Tem-se também que $F_b = F_{máx}/2$ e $F_c = F_{máx}/2$ em F_a , produzem um fluxo constante $F = 1,5 F_{máx}$. As componentes de quadratura dessas projeções cancelam-se entre si, uma vez que elas são iguais e opostas em sua posição de fase.

O mesmo procedimento é seguido no instante (2). Neste caso, a corrente na fase "B" está invertida e é igual a fase "A" e de mesmo sentido. A fase "C" está no seu valor máximo no instante (2). O fluxo resultante é novamente desenhado para cada uma das fases. Neste instante F_a e F_b produzem componentes em quadratura (que se cancelam) e componentes em fase com F_c que produzem um fluxo resultante F de mesmo valor que o existente no instante (1). Assim, no

instante (2), 60° elétricos posterior ao instante (1), o fluxo resultante gira de 60° , permanecendo com seu valor constante.

Examinando os valores da força F nos instantes (1) e (2), percebe-se que todos os condutores do lado do sentido da força F carregam corrente entrando no estator, e todos os condutores que se localizam do outro lado têm correntes saindo do estator. Assim, no instante (3) o fluxo resultante terá outro sentido.

Na Figura 2.7 tem-se a posição da força magnetomotriz para os demais instantes de tempo, (4) a (6), podendo-se adotar o mesmo raciocínio dos instantes de (1) a (3).

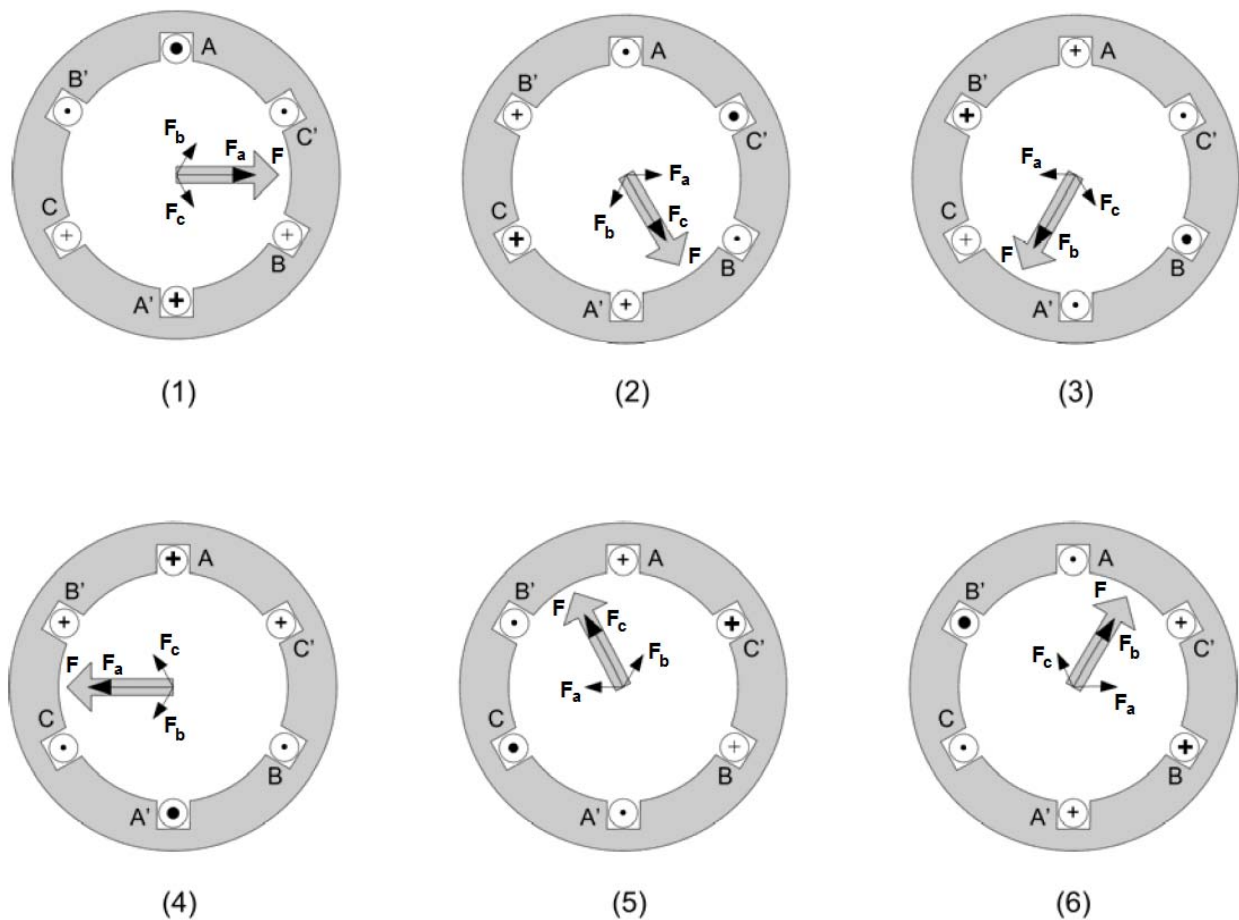


Figura 2. 7 - Campo magnético girante, instantes de tempo (1) a (6), Silva (2006).

2.3 Velocidade síncrona e escorregamento

Na maioria das máquinas de indução os campos magnéticos, formados ao redor do entre ferro, se alternam em polaridade. Na Figura 2.8a, tem-se o estator de uma máquina com 4 pólos e na Figura 2.8b tem-se a distribuição da densidade de fluxo magnético (B) formada nos pólos do estator.

Pode-se observar, através da Figura 2.8, que para uma máquina de P -pólos, tem-se ao redor do entre ferro uma distribuição espacial da densidade de fluxo contendo $P/2$ pares de pólos norte-sul. Dessa forma, considerando-se uma máquina de 4 pólos, para cada ciclo (giro) mecânico (360°) tem-se dois ciclos da distribuição de densidade de fluxo magnético, Figura 2.8b.

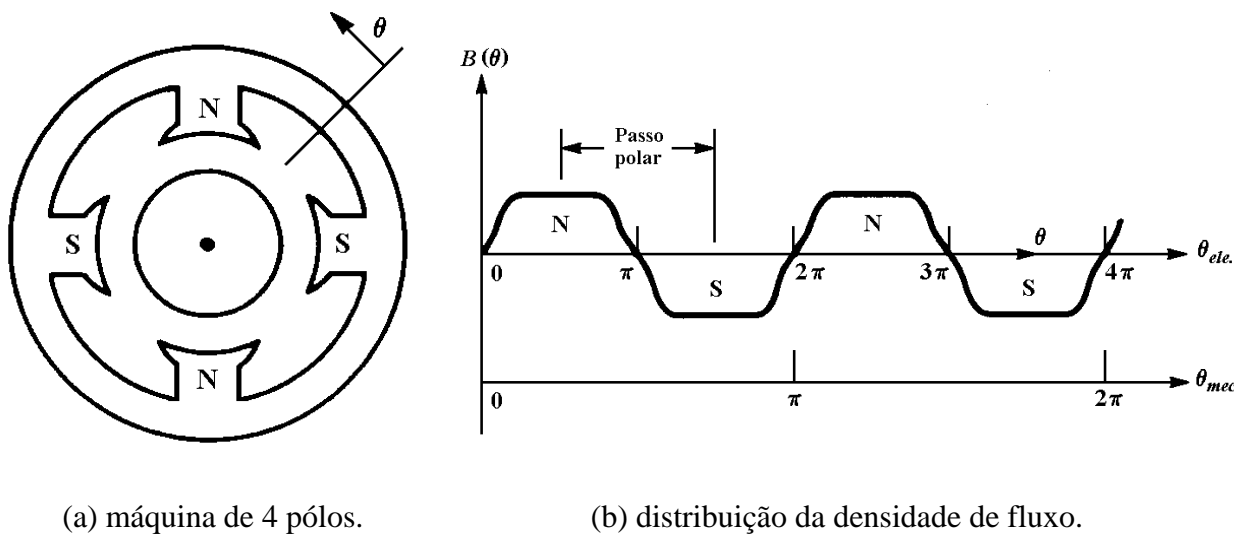


Figura 2. 8 - Variação de θ elétrico e θ mecânico, Sen (1997).

A relação angular entre a variável elétrica (θ_e) e mecânica (θ_m) para uma máquina de P -pólos pode ser descrita por:

$$\theta_e = \frac{P}{2} \theta_m \quad \text{elet. rad} \quad (2.2)$$

Onde θ_e representa em graus o ciclo de variação da densidade de fluxo magnético e θ_m representa o deslocamento angular mecânico no espaço. Derivando-se ambos os lados da Equação 2.2 em relação ao tempo, tem-se:

$$\omega_e (\text{elétrico rad/seg}) = \frac{P}{2} \omega_m (\text{mecânico rad/seg}) \quad (2.3)$$

A relação entre a frequência da tensão do campo girante, f , em ciclos por segundo e a velocidade mecânica, N , em rotações por minuto pode ser representada por:

$$f = \frac{P}{2} \frac{N}{60} \text{ Hz} \quad (2.4)$$

Onde f representa a frequência elétrica $\omega_e/2\pi$ em ciclos por segundo e N é o número de rotações por minuto do rotor, $(\omega_m/2\pi) \times 60$. O valor de ω_m ou N que satisfaz as relações dadas pelas Equações 2.2 e 2.3 é conhecido como velocidade síncrona da máquina.

A velocidade de escorregamento que é a diferença entre a velocidade síncrona do campo girante (ω_m) e a velocidade do rotor (ω_r) é dada por:

$$\text{velocidade de escorregamento} = \omega_m - \omega_r \quad (2.5)$$

Sendo a velocidade de escorregamento normalizada dada pela seguinte relação:

$$s \triangleq \frac{\omega_m - \omega_r}{\omega_m} \quad (2.6)$$

2.4 Modelagem matemática dinâmica de um motor de indução trifásico

O modelo do motor de indução será desenvolvido usando o modelo de circuitos acoplados segundo Krause (1986). Por conveniência supõe-se que os enrolamentos do estator são idênticos, senoidalmente distribuídos e deslocados 120° um do outro. As mesmas considerações são feitas para os enrolamentos do rotor.

2.4.1 Transformação qd0

Primeiramente será discutida a transformação de eixos qd0, onde um sistema de três eixos estacionários é referido a um sistema de referência de dois eixos (q e d) girante com velocidade angular ω , conforme descrito na Figura 2.9.

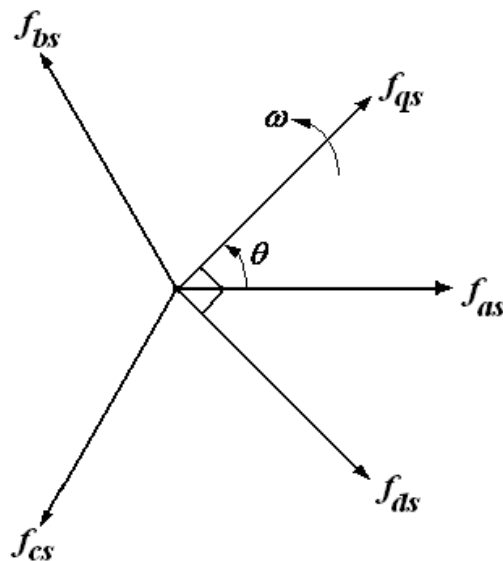


Figura 2. 9 - Relação trigonométrica entre um sistema estacionário e um sistema girante

A relação entre θ e ω é dada por:

$$\theta = \int \omega(\xi) d\xi + \theta(0) \quad (2.7)$$

Definem-se os seguintes vetores para representar as grandezas elétricas descritas em cada sistema de coordenadas (abc) e (qd0):

$$f_{abcs} = \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \quad f_{qd0s} = \begin{bmatrix} f_{qs} \\ f_{ds} \\ f_{0s} \end{bmatrix}$$

O vetor f_{abcs} pode representar três tensões trifásicas (v_{as}, v_{bs} e v_{cs}), três correntes ou três fluxos ligados com cada enrolamento a, b e c estacionários.

O vetor f_{qd0s} representa as grandezas a, b e c representadas no referencial (sistema de coordenadas) $qd0$ cujos eixos, ortogonais entre si, giram numa velocidade angular arbitrária ω .

Para a transformação do sistema abc para o $qd0$, a seguinte matriz de transformação é usada:

$$f_{qd0s} = K_s \cdot f_{abcs} \quad (2.8)$$

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Através da transformação, as grandezas estacionárias no sistema abc são representadas no sistema $qd0$. As componentes q e d podem ser escritas como:

$$\begin{aligned} f_{qs} &= \frac{2}{3} [f_{as} \cos \theta + f_{bs} \cos(\theta - 120^\circ) + f_{cs} \cos(\theta + 120^\circ)] \\ f_{ds} &= \frac{2}{3} [f_{as} \sin \theta + f_{bs} \sin(\theta - 120^\circ) + f_{cs} \sin(\theta + 120^\circ)] \end{aligned} \quad (2.10)$$

A componente 0, denominada componente de seqüência zero, só existirá se as componentes a , b e c da grandeza f_{abcs} forem desbalanceadas. Para um sistema trifásico balanceado $f_{0s} = 0$.

Para a transformação inversa, ou seja, do sistema $qd0$ para o abc , usa-se a Equação 2.11, e a seguinte matriz de conversão:

$$f_{abcs} = K_s^{-1} \cdot f_{qdos} \quad (2.11)$$

$$K_s^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

2.4.1.1 Aplicação em circuitos resistivos

Para um circuito trifásico resistivo balanceado, tem-se:

$$v_{abcs} = R_s \cdot i_{abcs}$$

Aplicando-se as transformações apresentadas nas Equações 2.8 e 2.11, obtém-se:

$$K_s^{-1} \cdot v_{qd0s} = R_s \cdot K_s^{-1} \cdot i_{qd0s}$$

$$K_s \cdot K_s^{-1} = I$$

Sendo I a matriz identidade, tem-se a Equação 2.13.

$$v_{qd0s} = R_s \cdot i_{qdos} \quad (2.13)$$

2.4.1.2 Aplicação em circuitos indutivos

Na Equação 2.14, tem-se a tensão em um circuito indutivo. As letras v , p e λ são usadas, respectivamente, para a designação de tensão, derivada e enlace de fluxo.

$$v_{abcs} = p\lambda_{abcs}, \text{ com } p = \frac{d}{dt} \quad (2.14)$$

Aplicando-se as transformações apresentadas nas Equações 2.8 e 2.11, obtém-se a Equação 2.15 e 2.16, sendo ω a velocidade angular ($d\theta/dt$) do sistema de coordenadas $qd0$.

$$\begin{aligned} K_s^{-1} \cdot v_{qd0s} &= p(K_s^{-1} \cdot \lambda_{qd0s}) \\ \underbrace{K_s K_s^{-1}}_I \cdot v_{qd0s} &= K_s \cdot p(K_s^{-1} \cdot \lambda_{qd0s}) \\ v_{qd0s} &= K_s \cdot p(K_s^{-1}) \cdot \lambda_{qd0s} + \underbrace{K_s K_s^{-1}}_I \cdot p\lambda_{qd0s} \\ v_{qd0s} &= K_s \cdot (pK_s^{-1}) \cdot \lambda_{qd0s} + p\bar{\lambda}_{qd0s} \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$K_s (pK_s^{-1}) = \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

As equações de tensão no circuito indutivo podem ser escritas como:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{0s} \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{0s} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{0s} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Para um circuito indutivo linear trifásico, escreve-se:

$$\lambda_{abcs} = L_s \cdot i_{abcs} \quad (2.18)$$

Desprezando-se a saturação magnética pode-se escrever a matriz de indutâncias do enrolamento de estator de uma máquina de indução trifásica como:

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Onde L_{ls} é a indutância de dispersão do estator e L_{ms} é a indutância de magnetização do motor.

Aplicando-se a transformação $abc \rightarrow qd0$ na Equação (2.18), tem-se:

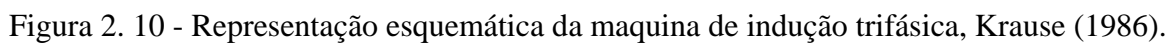
$$\begin{aligned} K_s^{-1} \cdot \lambda_{qdos} &= L_s \cdot K_s^{-1} \cdot i_{qdos} \\ \lambda_{qdos} &= K_s \cdot L_s \cdot K_s^{-1} \cdot i_{qdos} \end{aligned} \quad (2.19)$$

A matriz $K_s L_s K_s^{-1}$ pode ser calculada, obtendo-se:

$$K_s L_s K_s^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

2.4.2 Equações de tensão dos enrolamentos de estator e rotor da máquina de indução trifásica

Na Figura 2.10, tem-se a representação da máquina de indução trifásica, com os enrolamentos do rotor e do estator.


$$\begin{cases} v_{abcs} = R_s \cdot i_{abcs} + p\lambda_{abcs} \\ v_{abcr} = R_r \cdot i_{abcr} + p\lambda_{abcr} \\ p\theta_e = \omega_e \\ p\theta_r = \omega_r \\ J \cdot p\omega_r = T_e - T_m \end{cases} \quad (2.21)$$
$$R_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

26

As velocidades acima ω_e e ω_r são respectivamente, as velocidades angulares da tensão aplicada e do rotor, r_s é a resistência elétrica do enrolamento do estator por fase e r_r é resistência elétrica do enrolamento do rotor por fase.

Supondo-se que o modelo da máquina de indução seja linear, pode-se ainda escrever:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ L_{sr}^T & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{abcr} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

As matrizes de indutância da equação acima, L_r e L_{sr} , são definidas pelas Equações 2.25 e 2.26, respectivamente.

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{rr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$L_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

O termo L_{lr} é a indutância de dispersão do enrolamento de rotor por fase e L_{sr} é a amplitude da indutância mutua entre as fases de enrolamento de estator e de rotor, L_{mr} é a indutância de magnetização do enrolamento do rotor.

A partir das informações acima, aplica-se a transformação $abc \rightarrow qd0$ nas equações do motor de indução. Considerando-se primeiro o estator da máquina:

$$\begin{aligned}
v_{abs} &= R_s \cdot i_{abs} + p\lambda_{abs} \\
K_s^{-1} \cdot v_{qdos} &= R_s \cdot K_s^{-1} \cdot i_{qdos} + pK_s^{-1} \cdot \lambda_{qdos} \\
v_{qdos} &= K_s \cdot R_s \cdot K_s^{-1} \cdot i_{qdos} + K_s \cdot pK_s^{-1} \cdot \lambda_{qdos}
\end{aligned} \tag{2.27}$$

Percebe-se que a Equação 2.27 é uma associação das equações desenvolvidas para os casos de circuito resistivo e indutivo. Então, aproveitando os resultados previamente desenvolvidos, escreve-se:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega\lambda_{ds} + p\lambda_{qs} \\ -\omega\lambda_{qs} + p\lambda_{ds} \\ p\lambda_{0s} \end{bmatrix} \tag{2.28}$$

Para a resolução total das equações acima em correntes dos enrolamentos faz-se necessário a determinação dos fluxos magnéticos em função das correntes. A partir da Equação 2.24, obtêm-se as equações matriciais transformadas para o fluxo:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qd0s} \\ \lambda_{qd0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_s L_s K_s^{-1} & K_s L'_{sr} K_r^{-1} \\ K_r L'_{sr}{}^T K_s^{-1} & K_r L'_r K_r^{-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qd0s} \\ i'_{qd0r} \end{bmatrix} \tag{2.29}$$

Para a transformação total da equação acima, é necessária a transformação das equações do rotor. Para isso, considere o esquema a seguir onde os eixos do rotor são incluídos.

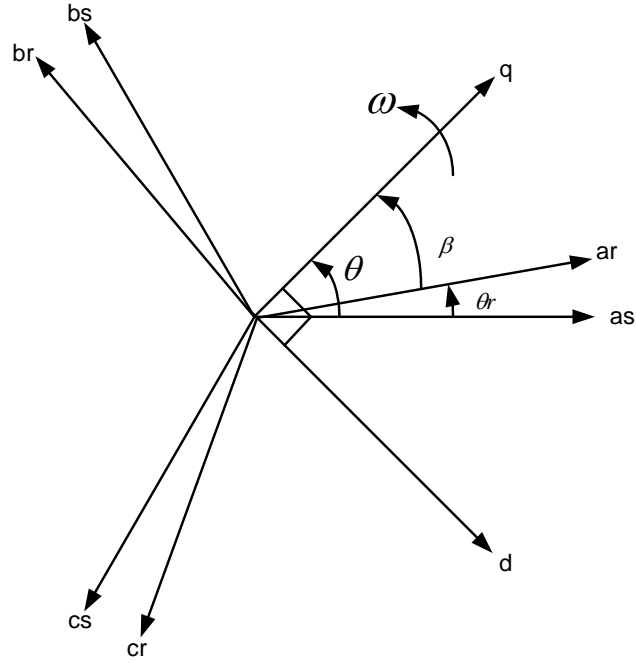


Figura 2. 11 - Transformação dos eixos abc para dq para um sistema arbitrário.

Sendo $\beta = \theta - \theta_r$.

Então a matriz de conversão $abc \rightarrow qd0$ para o rotor da máquina de indução é:

$$K_r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \beta & \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \beta & \sin(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

E, a matriz inversa é do tipo:

$$K_r^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \beta & \sin \beta & 1 \\ \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\beta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\beta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Feitas as considerações acima, continua-se o desenvolvimento a partir da Equação 2.29:

$$\lambda_{qdos} = K_s \cdot L_s \cdot K_s^{-1} \cdot i_{qdos} + K_s \cdot L'_{sr} \cdot K_r^{-1} \cdot i_{qdr} \quad (2.32)$$

$$K_s \cdot L_s \cdot K_s^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + M & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + M & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} + M \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$\text{Sendo } M = \frac{3}{2} L_{ms}.$$

$$K_s \cdot L'_{sr} \cdot K_r^{-1} = \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & M \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

A partir do desenvolvimento anterior, obtêm-se as equações algébricas para os fluxos no estator já representados no eixo d , q em função das correntes elétricas.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + M & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + M & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} + M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Até o momento apenas o enrolamento de estator foi representado. Passa-se agora ao enrolamento do rotor.

O modelo matemático é constituído a partir do estator de modo que as variáveis do rotor devem estar referidas ao estator. Para tal, multiplicam-se todas as variáveis usadas no rotor por $a = \frac{N_s}{N_r}$. A simbologia ($'$) será usada para representar as grandezas de rotor referidas ao estator. Usando-se o mesmo princípio de transformação que foi usado para o estator, chega-se na seguinte equação de tensão para o rotor.

$$V_{qd0r} = r'_r \cdot i'_{qd0r} + (\omega - \omega_r) \cdot \lambda'_{qd0r} + p\lambda'_{qd0r} \quad (2.36)$$

Como no estator, faz-se necessário o desenvolvimento das equações para os fluxos magnéticos nos enrolamentos do rotor do motor. Então, Voltando ao conjunto de Equações 2.19, tem-se:

$$\lambda'_{qdor} = K_r \cdot L'_{sr} \cdot K_s^{-1} \cdot i_{qdos} + K_r \cdot L'_r \cdot K_r^{-1} \cdot i'_{qdor} \quad (2.37)$$

$$K_r \cdot L'_r \cdot K_r^{-1} = \begin{bmatrix} L'_{lr} + M & 0 & 0 \\ 0 & L'_{lr} + M & 0 \\ 0 & 0 & L'_{lr} + M \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$K_r \cdot L'_{sr} \cdot K_s^{-1} = K_s \cdot L'_{sr} \cdot K_r^{-1} \quad (2.39)$$

2.4.3 Equação mecânica da máquina de indução

Para uma máquina de indução trabalhando como motor pode-se escrever a Equação 2.40 para representação do torque.

$$J \cdot \left(\frac{2}{P} \right) \cdot p\omega_r = T_e - T_m \quad (2.40)$$

O termo $\left(\frac{2}{P} \right)$, onde P é o número de pólos da máquina, aparece na expressão devido ao uso da velocidade angular do rotor ω_r , que por sua vez é igual à $\left(\frac{P}{2} \right) \cdot \omega_m$, onde ω_m é a velocidade angular mecânica do eixo do motor. O parâmetro J é o momento de inércia do rotor do motor e de uma eventual carga, sua unidade é $Kg.m^2$.

O torque eletromagnético (T_e) é obtido da seguinte forma: Krause (1986):

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) \cdot \left[\mathbf{K}_s^{-1} \cdot \mathbf{i}_{qd0s} \right]^T \cdot \frac{\partial}{\partial \theta_r} \left[\mathbf{L}'_{sr} \right] \cdot \mathbf{K}_r^{-1} \cdot \mathbf{i}'_{qd0r} \quad (2.41)$$

Dessa expressão obtém-se o torque expresso em termos de correntes escrito como:

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \cdot M \cdot (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (2.42)$$

Onde T_e é positivo para a máquina funcionando como motor.

2.4.4 Modelo dinâmico final da máquina de indução trifásica em coordenadas $dq0$ de um sistema de referência com velocidade angular ω

Separando-se as componentes dos vetores das Equações 2.32 e 2.36, podem-se escrever:

$$\left\{ \begin{array}{l} p\lambda_{qs} = v_{qs} - r_s \cdot i_{qs} - \omega \cdot \lambda_{ds} \\ p\lambda_{ds} = v_{ds} - r_s \cdot i_{ds} + \omega \cdot \lambda_{qs} \\ p\lambda'_{qr} = v'_{qr} - r'_r \cdot i'_{qr} - (\omega - \omega_r) \cdot \lambda'_{dr} \\ p\lambda'_{dr} = v'_{dr} - r'_r \cdot i'_{dr} + (\omega - \omega_r) \cdot \lambda'_{qr} \\ \lambda_{qs} = L_{ls} \cdot i_{qs} + M \cdot (i_{qs} + i'_{qr}) \\ \lambda_{ds} = L_{ls} \cdot i_{ds} + M \cdot (i_{ds} + i'_{dr}) \\ \lambda'_{qr} = L'_{lr} \cdot i'_{qr} + M \cdot (i'_{qr} + i_{qs}) \\ \lambda'_{dr} = L'_{lr} \cdot i'_{dr} + M \cdot (i'_{dr} + i_{ds}) \\ J \cdot \left(\frac{2}{P}\right) \cdot p\omega_r = T_e - T_m \\ T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \cdot (\lambda'_{qr} i'_{dr} - \lambda'_{dr} i'_{qr}) = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \cdot (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \\ p\theta_e = \omega_e \\ p\theta_r = \omega_r \\ p\theta = \omega \\ \beta = \theta - \theta_r \end{array} \right. \quad (2.43)$$

Como os parâmetros da máquina estão quase sempre expressados em *omhs* ou *p.u.*, é conveniente expressar as equações de tensão e fluxo em termos de reatâncias ao invés de indutâncias. Para isso, multiplica-se todas as equações acima por ω_e , que é a velocidade angular da tensão aplicada no estator. Então o conjunto de equações acima, após a citada multiplicação e algumas modificações, pode ser reescrito da seguinte forma, Krause (1986):

$$\left\{ \begin{array}{l} p\psi_{qs} = \omega_e \cdot V_{qs} - \omega_e \cdot r_s \cdot i_{qs} - \omega \cdot \psi_{ds} \\ p\psi_{ds} = \omega_e \cdot V_{ds} - \omega_e \cdot r_s \cdot i_{ds} + \omega \cdot \psi_{qs} \\ p\psi_{qr} = -\omega_e \cdot r_r \cdot i_{qr} - (\omega - \omega_r) \cdot \psi_{dr} \\ p\psi_{dr} = -\omega_e \cdot r_r \cdot i_{dr} + (\omega - \omega_r) \cdot \psi_{qr} \\ \psi_{qs} = X_{ls} \cdot i_{qs} + X_M \cdot (i_{qs} + i_{qr}) \\ \psi_{ds} = X_{ls} \cdot i_{ds} + X_M \cdot (i_{ds} + i_{dr}) \\ \psi_{qr} = X_{lr} \cdot i_{qr} + X_M \cdot (i_{qr} + i_{qs}) \\ \psi_{dr} = X_{lr} \cdot i_{dr} + X_M \cdot (i_{dr} + i_{ds}) \\ J \cdot \left(\frac{2}{P} \right) \cdot p\omega_r = T_e - T_m \\ T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{P}{2 \cdot \omega_e} \right) \cdot (\psi_{qr} i_{dr} - \psi_{dr} i_{qr}) \\ p\theta_e = \omega_e \\ p\theta_r = \omega_r \\ p\theta = \omega \\ \beta = \theta - \theta_r \end{array} \right. \quad (2.44)$$

Nas equações do rotor, percebe-se que não há variáveis de tensão, pois considera-se que o rotor deste motor é do tipo gaiola. Então as tensões nos enrolamentos deste são nulas e conseqüentemente v_{dr} e v_{qr} são nulos também.

2.5 Transdutor proposto para o monitoramento do fluxo magnético

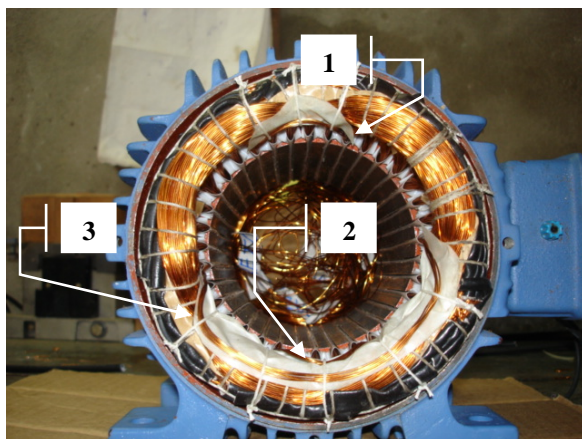
Um transdutor se caracteriza por um dispositivo capaz de responder ao fenômeno físico, ou estímulo, de forma a converter sua magnitude em um sinal elétrico conhecido, proporcional à amplitude desse estímulo. Os transdutores também são conhecidos como conversores de sinais, Silveira (1998).

Para implementação do transdutor proposto que servirá como um sensor de fluxo magnético foi necessário o rebobinamento do motor de indução que será usado na bancada de experimental descrita no Capítulo V.

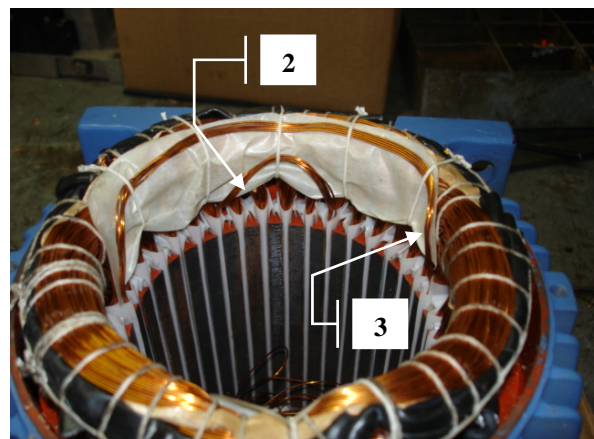
A partir de várias inspeções visuais realizadas no interior das máquinas elétricas, percebeu-se que na maioria dos motores há um espaço nas ranhuras do estator capaz de suportar a inserção de mais duas ou três espiras em seu compartimento.

Dessa forma, durante o rebobinamento e após todo o processo de confecção e isolamento dos enrolamentos principais, foram inseridas três novas bobinas, cada uma contendo três espiras com bitola do fio igual a 16 AWG, no interior do motor de indução e que passaram a fazer parte do circuito magnético da máquina. Sendo estas totalmente isoladas do circuito principal. Os sinais foram monitorados através de um osciloscópio, garantindo que os níveis de tensão estivessem dentro da faixa permitida (± 10 V) pelas placas e coletores de sinais encontrados no mercado.

Na Figura 2.12, tem-se a visualização dos pontos onde as bobinas foram inseridas.



(a) bobinas 1, 2 e 3.



(b) detalhes das bobinas 2 e 3.

Figura 2. 12 - Bobinas inseridas nas ranhuras do motor.

Para futuras comparações, estas bobinas serão referenciadas durante todo o texto como sendo: bobina 1, bobina 2 e bobina 3, conforme representado na Figura 2.12.

A partir dos conhecimentos adquiridos com o modelo dinâmico da máquina de indução e partindo-se da Figura 2.10, pode-se reescrever as Equações 2.21 com a presença das bobinas de fluxo, tendo como objetivo principal a análise de possíveis interferências que os novos circuitos poderiam trazer ao funcionamento normal da máquina, bem como dos sinais que seriam obtidos destes novos circuitos.

Com a inserção das bobinas 1, 2 e 3 no estator, tem-se:

$$v_{as} = r_s i_{as} + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \quad (2.45)$$

$$v_{bs} = r_s i_{bs} + \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \quad (2.46)$$

$$v_{cs} = r_s i_{cs} + \frac{d\lambda_{cs}}{dt} \quad (2.47)$$

$$v_{1s} = r_{1s} i_{1s} + \frac{d\lambda_{1s}}{dt} \quad (2.48)$$

$$v_{2s} = r_{2s} i_{2s} + \frac{d\lambda_{2s}}{dt} \quad (2.49)$$

$$v_{3s} = r_{3s} i_{3s} + \frac{d\lambda_{3s}}{dt} \quad (2.50)$$

$$v_{ar} = r_r i_{ar} + \frac{d\lambda_{ar}}{dt} \quad (2.51)$$

$$v_{br} = r_r i_{br} + \frac{d\lambda_{br}}{dt} \quad (2.52)$$

$$v_{cr} = r_r i_{cr} + \frac{d\lambda_{cr}}{dt} \quad (2.53)$$

Sendo r_r a resistência elétrica do enrolamento do estator por fase, r_r a resistência elétrica do enrolamento do rotor por fase, r_l a resistência da bobina 1, r_2 a resistência da bobina 2, r_3 a resistência da bobina 3, v_{abcs} são as tensões do estator por fase, v_{abcr} são tensões no rotor por fase, v_{l23s} são as tensões nas bobinas inseridas no estator, λ_{abcs} são os fluxos concatenados com as bobinas do estator, λ_{abcr} são os fluxos concatenados com as bobinas do rotor e λ_{l23} são os fluxos concatenados com as bobinas 1, 2 e 3.

Com a inserção das bobinas no estator, a Equação 2.24 para o fluxo concatenado, λ_{as} , pode ser reescrito da seguinte forma:

$$\lambda_{as} = L_{asas}i_{as} + L_{asbs}i_{bs} + L_{ascs}i_{cs} + L_{asar}i_{ar} + L_{asbr}i_{br} + L_{ascr}i_{cr} + L_{as1s}i_{1s} + L_{as2s}i_{2s} + L_{as3s}i_{3s} \quad (2.54)$$

Os fluxos concatenados λ_{bs} e λ_{cs} podem ser reescritos da mesma forma que o fluxo λ_{as} . Partindo-se do mesmo princípio, tem-se o fluxo λ_{as} para a bobina 1.

$$\lambda_{1s} = L_{1s1s}i_{1s} + L_{1sas}i_{as} + L_{1sbs}i_{bs} + L_{1scs}i_{cs} + L_{1sar}i_{ar} + L_{1sbr}i_{br} + L_{1scr}i_{cr} + L_{1s2s}i_{2s} + L_{1s3s}i_{3s} \quad (2.55)$$

Os fluxos concatenados λ_{2s} e λ_{3s} podem ser escritos da mesma forma que o fluxo λ_{1s} . Considerando-se que não existem tensões aplicadas nas bobinas 1, 2 e 3 e que as correntes $i_{1s} = i_{2s} = i_{3s} = 0$, consequentemente os fluxos concatenados λ_{as} , λ_{bs} e λ_{cs} não são alterados, mantendo-se o modelo do motor de indução, descrito pela Equação 2.44, inalterado.

Para as bobinas 1, 2 e 3, tem-se:

$$v_{1s} = \frac{d\lambda_{1s}}{dt} \quad (2.56)$$

$$v_{2s} = \frac{d\lambda_{2s}}{dt} \quad (2.57)$$

$$v_{3s} = \frac{d\lambda_{3s}}{dt} \quad (2.58)$$

Medindo-se e comparando os espectros das tensões induzidas nas bobinas 1, 2 e 3, tem-se a real condição de funcionamento do motor elétrico a ser analisado. Na Figura 2.13 tem-se os sinais de tensão das bobinas 1, 2 e 3 que serão monitorados para a detecção das falhas.

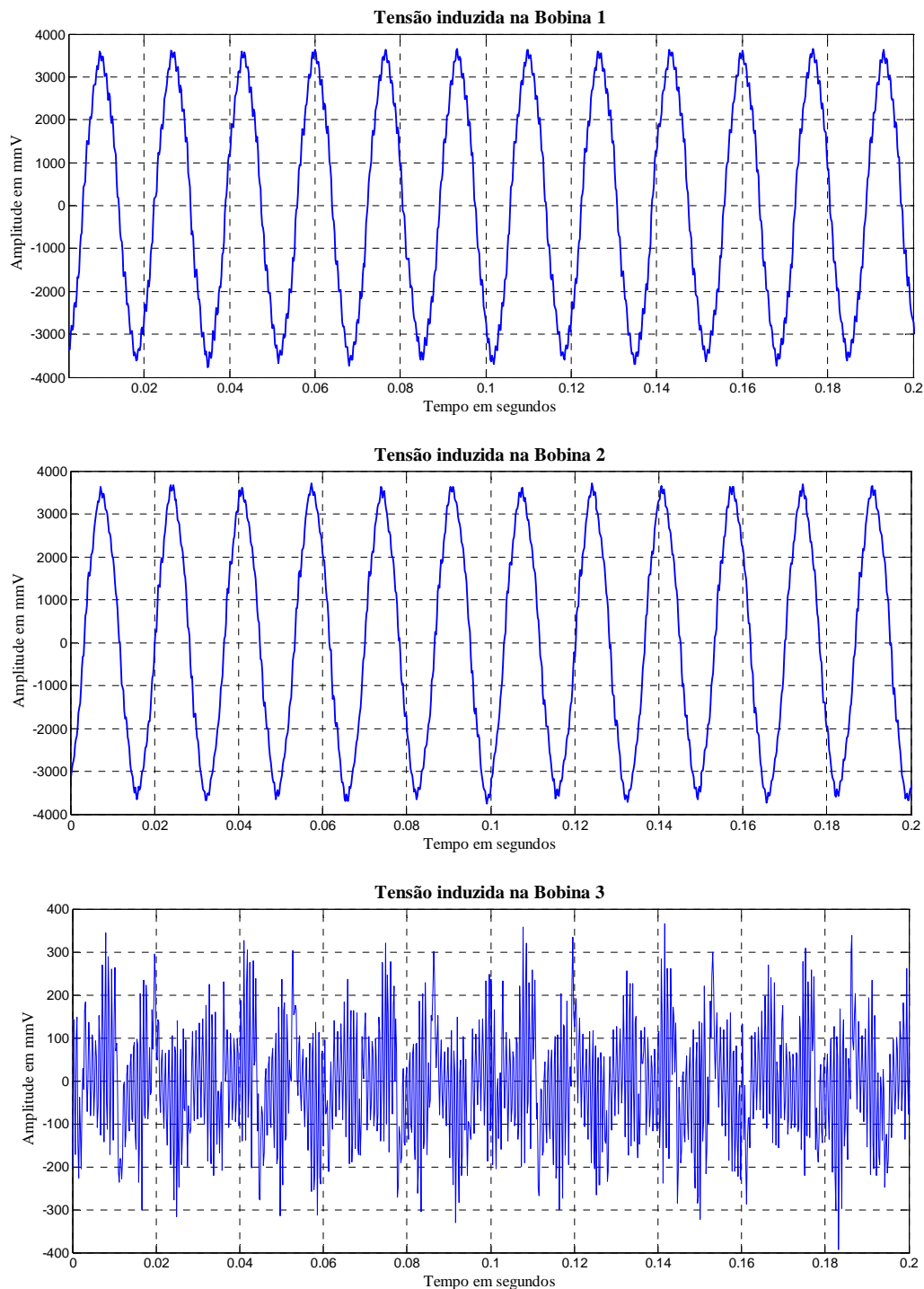


Figura 2. 13 - Sinais gerados pelas bobinas 1, 2 e 3.

Capítulo 3

Técnicas Tradicionais para Testes em Motores Elétricos

Dentre as principais falhas em máquinas elétricas, pode-se destacar o problema da baixa isolamento como sendo um dos principais fatores que levam a um curto circuito entre espiras ou entre fases.

Podem-se mencionar mais de vinte propriedades que deveriam ter os materiais isolantes para que atendessem plenamente a todas as exigências impostas pelas máquinas elétricas. Porém, nenhum dos materiais conhecidos até o momento é capaz de atender a todas as exigências elétricas e mecânicas necessárias, Vázquez Morán (2005).

Neste capítulo apresentam-se as principais características e técnicas tradicionais para a detecção das falhas estudadas (curto circuito ou baixa isolamento, barras quebradas e desequilíbrio de fase), dando-se maior ênfase ao problema da baixa isolamento por se tratar da principal falha elétrica. Para o estudo a seguir, utilizou-se como referência os trabalhos de Vázquez Morán (2005) e normas técnicas do *IEEE*.

3.1 Rigidez dielétrica

Representa a capacidade de um material suportar esforços elétricos sem sofrer danos. Pode ser definida como a maior tensão E_d , à qual o material pode ser submetido sem perfurar, ou seja, sem rompimento da camada isolante. Para que exista a perfuração, é necessária, além da tensão, uma determinada quantidade mínima de energia.

O valor de E_d que é obtido, na prática, dividindo-se a tensão de perfuração V_d pela espessura do material l .

$$E_d = \frac{V_d}{l} \text{ (kV/mm)} \quad (3.1)$$

Apesar da simplicidade da Equação (3.1), a determinação do resultado do teste é complexa, uma vez que é muito influenciado por fatores característicos do ensaio, tais como a espessura do material, formato dos eletrodos e da amostra, frequência da tensão aplicada, temperatura, umidade, tempo de duração do ensaio, etc.

3.1.1 Características da tensão aplicada

Ensaio em amostras de diversos materiais isolantes têm mostrado que a curva de envelhecimento acelerado por tensão V_{cc} (tensão contínua) em função do tempo é relativamente horizontal, se comparada com a de V_{ca} (tensão alternada).

Isso significa que um ensaio com tensão V_{cc} é menos prejudicial que outro realizado com o mesmo nível de tensão em V_{ca} . Algumas normas americanas (*ANSI, IEEE*) e alguns fabricantes têm estipulado um fator de equivalência entre as tensões V_{cc} e V_{ca} para isolantes sólidos de 1,7 ($V_{cc} = 1,7V_{ca}$). Para os gases e os líquidos, a relação coincide com o valor de pico ($V_{cc} = 1,42V_{ca}$).

Na Figuras 3.1, tem-se a rigidez dielétrica de diversos gases em função da pressão.

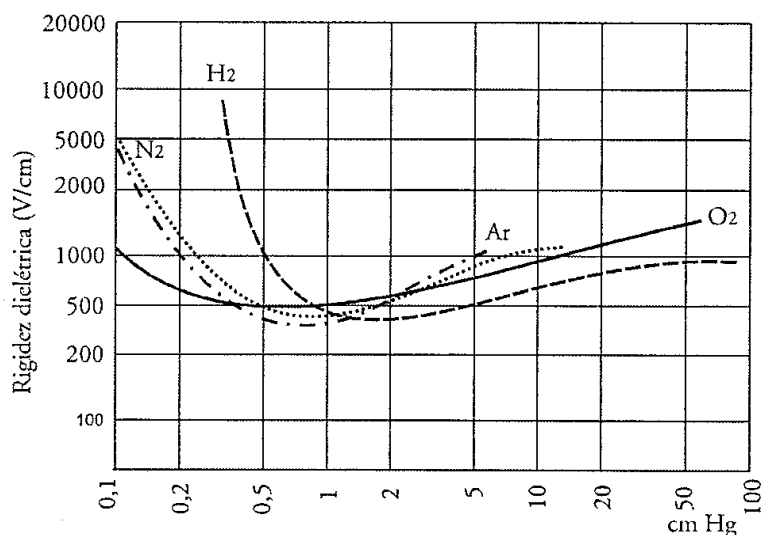


Figura 3. 1 - Rigidez dielétrica de diversos gases em função da pressão, Vázquez Morán (2005).

A rigidez dielétrica do ar em condições normais de pressão e temperatura é de 2,2 *kV/mm* em *Vca* e 3,1 *kV/mm* em *Vcc*, Vázquez Morán (2005).

3.1.2 Tempo de duração do ensaio

Os ensaios de tensão aplicada submetem os dielétricos a esforços consideráveis de fadiga, de forma que, se forem muito prolongados, o dielétrico poderá ser perfurado.

Na Figura 3.2, tem-se a variação da rigidez para óleo isolante, papel e algodão em função do tempo de duração do ensaio.

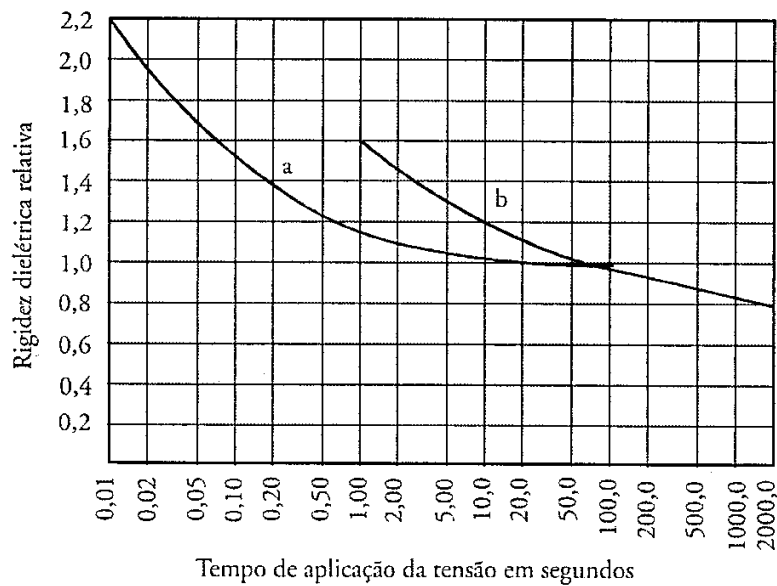


Figura 3. 2 - Variação da rigidez em função do tempo de duração do ensaio: a) óleo isolante, b) papel e algodão imersos em óleo, Vázquez Morán (2005).

Os isolantes de papel *kraft*, algodão e *prespan*, imersos em óleo, têm-se uma rigidez dielétrica em um segundo da ordem de 50% superior, em uma hora de 25% inferior a que teriam em um minuto, Vázquez Morán (2005).

3.1.3 Espessura do material

A rigidez dielétrica não é proporcional à espessura do material; à medida que a espessura aumenta, a rigidez dielétrica média se reduz. Isso é um inconveniente principalmente para as altas tensões em que são requeridas grandes espessuras de material, Vázquez Morán (2005).

Na Figura (3.3) tem-se a variação da rigidez dielétrica com a espessura do material.

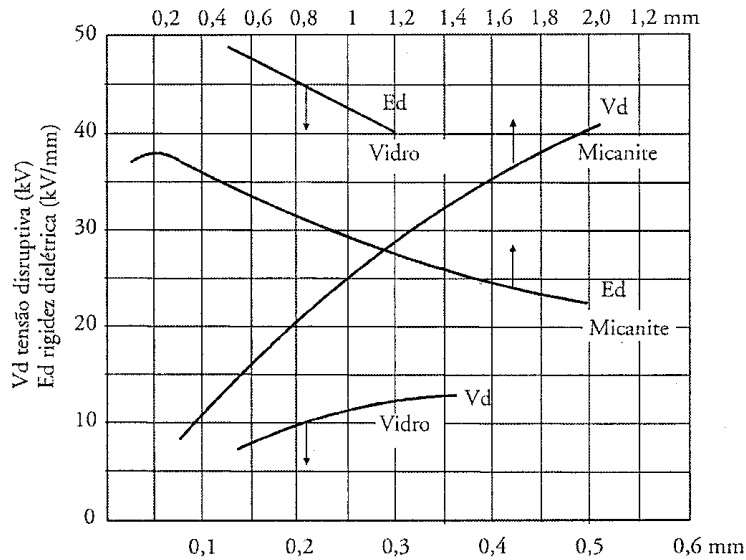


Figura 3. 3 - Variação da rigidez dielétrica com a espessura.

3.1.4 Influência da temperatura

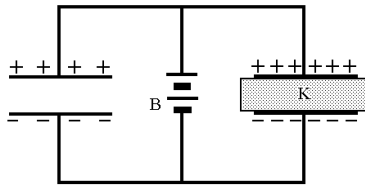
A rigidez dielétrica para a maior parte dos dielétricos diminui à medida que a temperatura aumenta. Em termos práticos, pode-se estimar uma perda de 15 a 20 % para variações de temperatura entre 20 e 100 °C.

3.2 Constante dielétrica

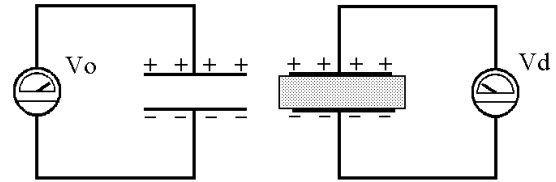
Se colocássemos duas placas metálicas no vácuo e as conectássemos aos terminais de uma bateria, Figura (3.4), poderíamos observar a circulação de uma corrente elétrica entre elas até que adquirissem a tensão da bateria; diz-se então que as placas estão carregadas.

Colocando-se um material isolante entre as placas, permanecendo-se constantes todas as dimensões anteriores circulará da mesma forma uma corrente, só que mais intensa e por mais tempo.

A relação das cargas adquiridas pelas placas com material isolante comparadas àquela quando apenas existia o vácuo, se conhece como coeficiente dielétrico e se representa pela letra K .



(a) Carga elétrica entre as placas de um capacitor no vácuo sem dielétrico e com dielétrico.



(b) Tensão entre as placas com a mesma carga: sem dielétrico e com dielétrico.

Figura 3. 4 - Placas metálicas.

3.3 Distribuição do campo elétrico entre lâminas paralelas

Na Figura (3.5), têm-se dois materiais isolantes M_1 e M_2 , com constantes dielétricas K_1 e K_2 , respectivamente, sobrepostos entre duas placas paralelas.

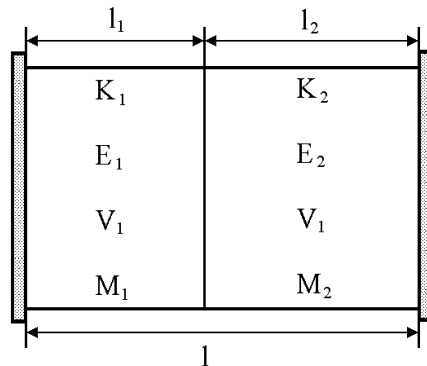


Figura 3. 5 - Distribuição do campo elétrico entre lâminas paralelas.

Aplicando-se uma diferença de potencial V entre as placas, o campo elétrico entre elas se distribuirá conforme a seguinte relação:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{K_2}{K_1} \quad (3.2)$$

Sendo E_1 e E_2 os campos elétricos nos materiais M_1 e M_2 , respectivamente, como:

$$E_1 = \frac{V_1}{l_1} \quad E_2 = \frac{V_2}{l_2} \quad (3.3)$$

A relação entre as tensões V_1 e V_2 pode ser escrita por:

$$V_1 = V_2 \frac{l_1}{l_2} \frac{K_1}{K_2} \quad (3.4)$$

Onde V_1 , V_2 , l_1 e l_2 são as diferenças de tensão e espessura das placas A_1 e A_2 respectivamente.

De forma geral para vários dielétricos em série, tem-se:

$$E_i = \frac{V}{K_i \sum_{i=1}^n \frac{l_i}{K_i}} \quad (3.5)$$

$$V_i = V \frac{\frac{l_i}{K_i}}{\sum_{i=1}^n \frac{l_i}{K_i}} \quad (3.6)$$

Onde V é a tensão total entre as placas.

Para que se possa ilustrar uma das falhas em materiais isolantes, consideremos a bobina de um motor elétrico de 4160 V isolada com 8 voltas de micanite de 0,18 mm de espessura e uma camada de fibra de vidro de 0,20 mm. A bobina é colocada dentro da ranhura com uma cobertura protetora de “nomex” de 0,30 mm e uma folga de montagem de 0,6 mm. Depois da montagem, a folga de ar deverá ser preenchida com resina epóxi.

Na Figura (3.5), tem-se a bobina do estator introduzida na ranhura.

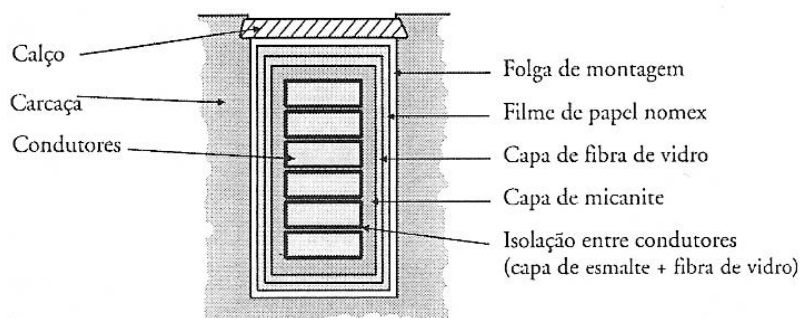


Figura 3. 6 - Bobina estatórica introduzida na ranhura.

Na Tabela (3.1), tem-se as características dos materiais isolantes.

Tabela 3. 1 - Características dos materiais isolantes.

Material	Constante dielétrica (K)	Rigidez dielétrica (kV/mm)	Espessura (mm)
Micanite	7,0	23,0	1,44
Vidro	5,0	30,0	0,20
Nomex	2,3	35,0	0,30
Ar	1,0	1,5	0,60

Se, por uma falha de impregnação a folga não for totalmente coberta. Qual deverá ser o campo elétrico e o coeficiente de segurança em cada material, que aparecerá no teste de alta tensão?

De acordo com a norma IEEE (1974), a tensão de teste com corrente alternada é:

$$V = 2V_n + 1000 = 2 \times 4160 + 1000 = 9320 \text{ volts}$$

Através da Equação (3.5), pode-se calcular o campo elétrico em cada capa e consequentemente o seu coeficiente de segurança conforme exposto a seguir:

$$E_i = \frac{9320}{K_i \left(\frac{1,44}{7} + \frac{0,30}{2,3} + \frac{0,2}{5} + \frac{0,6}{1} \right)} = \frac{9320}{K_i(0,98)} \text{ V/mm} = \frac{9,55}{K_i} \text{ kV/mm}$$

Campo elétrico na micanite: $9,55/7 = 1,36 \text{ kV/mm}$;

Coeficiente de segurança: $23/1,36 = 16,86$.

Campo elétrico no filme de nomex: $9,55/2,3 = 4,15 \text{ kV/mm}$;

Coeficiente de segurança: $35/4,15 = 8,43$.

Campo elétrico na fita de vidro: $9,55/5,0 = 1,91 \text{ kV/mm}$;

Coeficiente de segurança: $23/1,91 = 15,71$.

Campo elétrico na câmara de ar: $9,55/1 = 9,55 \text{ kV/mm}$;

Coeficiente de segurança: $1,5/9,55 = 0,16$.

Pode-se observar, através do coeficiente de segurança, que o filme de ar será perfurado imediatamente não só no teste de tensão aplicada como também na tensão nominal. A decomposição do ar produz ácidos que aceleram a destruição dos isolantes sólidos. A existência de bolhas incrustadas nos materiais isolantes das máquinas de alta tensão é sem dúvida uma das principais causas de falha dos materiais isolantes, Vázquez Morán (2005)..

3.4 Isolantes industriais sólidos

A seguir tem-se uma breve descrição dos principais isolantes utilizados em motores elétricos, segundo Vázquez Morán (2005).

3.4.1 Mica

Apesar do aparecimento de uma grande quantidade de novos materiais, a mica continua sendo um dos melhores isolantes conhecidos porque: pode ser delaminada em espessuras finíssimas, tem perdas dielétricas baixas e constante dielétrica e rigidez excelentes.

Os principais países produtores são: Canadá, Brasil e Argentina. O inconveniente da mica é que só se conseguem lâminas de tamanho relativamente pequeno, embora isto já esteja tecnicamente solucionado com a colagem de lâminas finíssimas superpostas. Os compostos de mica com os diferentes tipos de resinas são conhecidos como micanites, sendo descritos a seguir.

3.4.2 Vidro

Os vidros são obtidos da fundição entre 1300 °C e 1400 °C de uma mistura de ácido de silício com óxido de cálcio, sódio, bário, alumínio e boro, assim como potássio, soda e sal de Glaubero. Segundo a sua composição, os vidros têm suas propriedades mecânicas, elétricas, ópticas e químicas diferentes.

Os fios e tecidos de vidro são obtidos fazendo passar vidro fundido através de tubos finos mediante pressão ou força centrífuga. Atualmente os fios de vidro estão substituindo com vantagem os outros tecidos, como seda, algodão, etc., pois têm resistência mecânica e térmica superiores (320 °C) e excelente resistência à umidade.

Para melhorar a consistência do tecido de vidro, ele é impregnado com vernizes isolantes tais como poliéster, epóxi e silicone. O material de fácil aplicação e deve ser curado com calor e pressão para formar uma estrutura impermeável. O tecido de vidro é utilizado, principalmente, como protetor de bobinas e na elaboração de placas isolantes, devido a sua resistência mecânica e a agentes químicos.

3.4.3 Materiais cerâmicos

São fabricados por procedimentos especiais (pré-formados e curados em fornos) à base de produtos inorgânicos (caulim, feldspato, quartzo, esteatita, etc.). O caulim fornece plasticidade à massa, o feldspato serve como fundente e o quartzo como material de enchimento. Os materiais são amassados de forma a dar-lhes plasticidade. As peças são formadas à pressão e adquirem a forma final por torneamento. Em seguida são curadas em fornos que podem chegar a 1800 °C. Depois de curadas, as peças são pintadas com um verniz vitrificante branco ou incolor.

3.4.4 Papéis isolantes fibrosos

As matérias-primas do papel de classe B para isolamento de transformadores são procedentes de fibras vegetais, obtidas de algodão, cânhamo, linho e especialmente da macieira de pinho.

No processo de fabricação as fibras são cozidas em lixívias e ácidos sob pressão. A pasta fibrosa é purificada para eliminar as matérias inorgânicas e as resinas; depois disso, a celulose é colocada em máquinas de produção de papel. Mediante peneiras, as fibras se entrelaçam, formando uma espécie de feltro; a massa se faz passar por túneis de secagem e posteriormente por rolos em que é definida a espessura do papel. Modernamente se fabricam papéis sintéticos com classe de temperatura que pode chegar a 250 °C.

3.4.4.1 Cartão prensado

Fabrica-se com a mesma matéria prima do papel, apenas com espessuras ou pressões maiores. Às vezes se pule com água, adicionando-lhe algum produto a fim de dar-lhe um melhor polimento. Conhecido comercialmente como *pressboard* ou *prespan* utiliza-se principalmente na indústria de transformadores para a execução de cilindros de isolamento, flanges, colarinhos, barreiras e separadores.

3.4.4.2 Papel neutro “kraft”

É usado quase exclusivamente na indústria de transformadores imersos em óleo como isolante dos condutores. Frequentemente é usado em combinação com filmes de poliéster, na fabricação de papéis isolantes na classe de temperaturas B, e utilizados na isolação de ranhuras nas máquinas rotativas.

3.4.5 Papel isolante “nomex”

É fabricado com partículas aglutinantes de poliamida aromático (aramid), isto é, um polímero orgânico. Esses componentes encontram-se combinados e compactados através das técnicas de fabricação de papel. Marca registrada da *Du Pont*, é, hoje em dia, um dos papéis mais utilizados na isolação de ranhuras de máquinas rotativas e de forma geral onde é necessário alta resistência mecânica, ao calor (220 °C), alta rigidez dielétrica e resistência a produtos químicos ambientais.

Na Figura (3.7), tem-se a vida útil dos materiais isolantes sólidos em função da temperatura de trabalho.

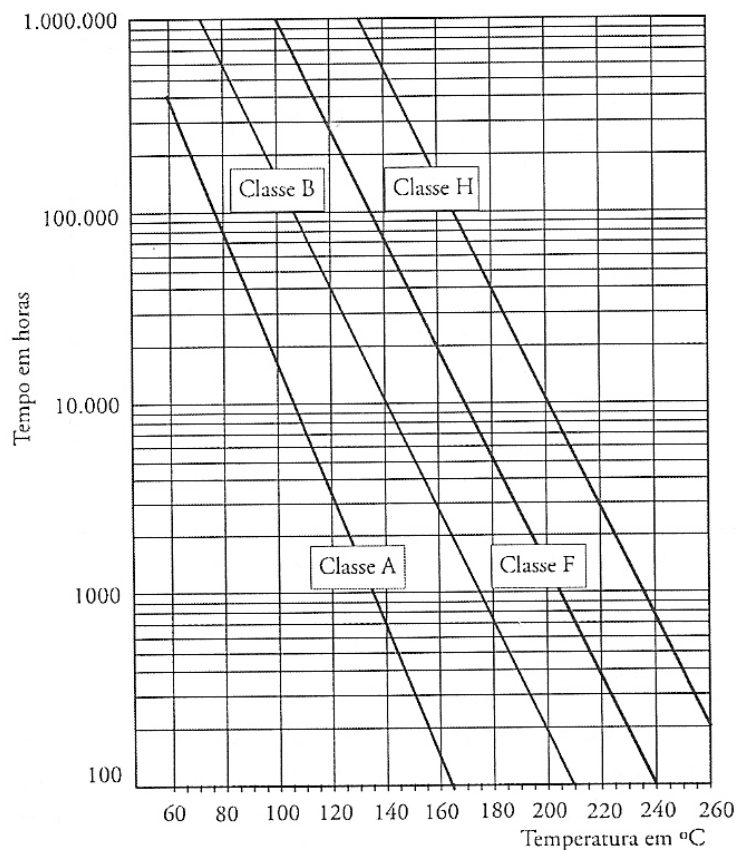


Figura 3. 7 - Vida útil dos materiais isolantes, IEEE (1984).

3.4.6 Vernizes isolantes

Os vernizes usados em máquinas elétricas podem ser classificados em quatro grupos: verniz de impregnação, verniz de proteção ou recobrimento, esmalte e resinas sem solventes.

3.4.6.1 Vernizes de impregnação

Tem como objetivo básico o de preencher os espaços vazios entre as bobinas e ranhuras existentes na interface dos diferentes materiais, eliminando as bolhas de ar e melhorando, desta forma, as características dielétricas e mecânicas deles.

Os vernizes de impregnação são compostos de materiais sólidos (30 a 60 %) e solventes. Ao polimerizar o verniz, os solventes são vaporizados, ficando como resíduos os materiais sólidos. É desejável que um verniz de impregnação contenha o máximo possível de sólidos, pois, dessa forma, o preenchimento é mais eficiente. Por outro lado, quanto menos viscoso for o verniz, melhor penetrará pelos poros da isolação sólida. Um verniz com percentagem de materiais sólidos baixos requererá dois ou mais ciclos de (impregnação-cura), para que a quantidade de materiais sólidos depositada atinja um valor aceitável.

3.4.6.2 Vernizes de proteção

Os vernizes de proteção tem como objetivo proteger a superfície do bobinado contra a absorção de umidade e poluentes tais como: vapores e graxas. São aplicados sobre os vernizes de impregnação para fornecer ao bobinado resistência mecânica e química adequadas ao meio ambiente no qual será instalado.

As características do verniz deverão ser coerentes com os agentes do meio ambiente: numa fábrica de amônia, por exemplo, o verniz de proteção deverá ser, entre outras características, resistente à amônia. A classe de temperatura deverá ser equivalente à do verniz de impregnação.

3.4.6.3 Esmalte

Os esmaltes são aplicados principalmente para ao encapamento de fios de cobre. Deverão ter como característica fundamental a flexibilidade. A matéria-prima desses esmaltes varia com a classe de temperatura: poliéster modificado (180 °C), esteremida (180 °C), epóxi (130 °C) etc. A escolha de cada tipo deverá ser guiada pelas características desejadas; o esteremida, por exemplo, é resistente ao freon.

3.4.6.4 Resinas

As resinas representam o estágio atual do desenvolvimento dos vernizes de impregnação. Utilizam como matéria prima o epóxi e poliéster para as classes de isolamento F, para norma IEEE (1984). Caracterizam-se por não terem solventes (100 % sólidos), o que significa que, ao polimerizar, não deixam espaços vazios ou bolhas; por essa razão são utilizadas com exclusividade na fabricação de bobinas de média e alta tensão. Também se utilizam na impregnação de rotores de corrente contínua, em que a força centrífuga é muito elevada. Tem como principal inconveniente a alta viscosidade, que dificulta a penetração pelos poros da mica, e um tempo de armazenamento curto (em torno de 6 meses).

3.5 Causas que levam à deterioração dos materiais isolantes em máquinas elétricas

O isolamento das máquinas elétricas está exposto normalmente a uma combinação de agentes deterioradores, que podem ser de origem térmica, elétrica, mecânica e ambiental. Esses agentes submetem o isolamento a uma série de esforços, que, dependendo do tamanho da máquina, podem variar consideravelmente.

3.5.1 Elevação da temperatura

A degradação dos materiais isolantes segue um processo natural em função do tempo e da temperatura. Os materiais orgânicos são passíveis de deterioração por decomposição ou modificação de sua estrutura molecular, resultando produtos rígidos e quebradiços. A influência da temperatura é tão notória que podemos admitir que, a cada 10 °C de elevação da temperatura, a vida útil se reduz a metade.

De acordo com o IEEE, Figura 3.7, a classe de temperatura nominal máxima designável a um material isolante será aquela que garanta uma vida térmica mínima de 20.000 horas de trabalho contínuo, testado de acordo com o método ASTM D-2307. Dessa forma, um material isolante projetado para 130 °C se trabalhar em um equipamento em regime contínuo a 140 °C, terá sua vida útil reduzida para 10.000 horas.

3.5.2 Esforços elétricos

Uma das principais causas de falha nos dielétricos das máquinas de média e alta tensão é originada por efeitos eletroquímicos provenientes da ionização de bolhas de gases ocluídas no interior dos isolantes. Os principais resíduos da decomposição eletroquímica são o ozônio e o ácido nítrico de características altamente corrosivas, que destroem o isolante e facilitam a perfuração.

Sobretensões devidas à abertura de disjuntores, desligamentos e partidas de grandes máquinas, sobretensões atmosféricas etc., submetem os dielétricos a esforços tão severos que podem alcançar várias vezes à tensão nominal.

3.5.3 Esforços ambientais

A umidade é um dos maiores inimigos dos materiais isolantes, pois reduz a resistência de isolamento e aumenta as perdas dielétricas, podendo elevar a temperatura em níveis de formação de vapores e gases, facilitando o aparecimento de descargas por corona e perfuração do dielétrico.

Quando a umidade é depositada na forma de filmes ou diminutas gotas sobre as superfícies dielétricas, formam-se pequenos arcos nas regiões descontínuas entre as gotas, que produzem a carbonização superficial e abrem caminhos condutores que podem concluir com uma descarga disruptiva superficial.

3.5.4 Esforços mecânicos

A diferença entre os coeficientes de dilatação do cobre e dos materiais isolantes provoca variações de comprimento que podem chegar a 10 mm, dependendo do tamanho das bobinas. Essa variação é mais acentuada no arranque das máquinas rotativas, quando a diferença de temperatura entre o cobre e os isolantes chega a ser máxima. Se os materiais não tiverem elasticidade suficiente para compensar a diferença de dilatação, o que vem a acontecer quando o bobinado estiver ressecado e envelhecido, resultarão rachaduras sobre a superfície e deformações. Isso pavimentará o caminho para a absorção de umidade e geração de descargas elétricas.

No bobinado das máquinas rotativas criam-se forças eletromecânicas que pressionam as bobinas contra as ranhuras do induzido, provocando a deformação dos isolantes; isso é inevitável, já que essa é a única maneira de transmissão de energia para o rotor. Na Figura (3.9) tem-se a ilustração dos esforços mecânicos no bobinado das máquinas rotativas.

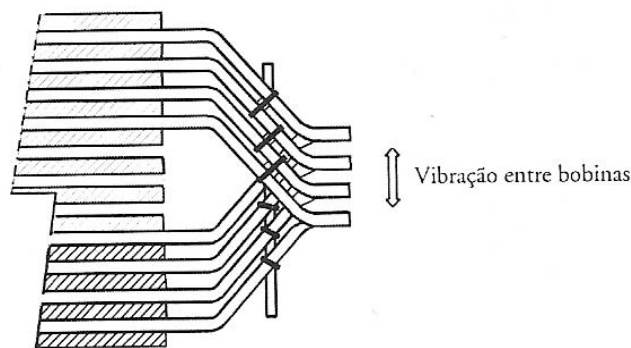


Figura 3. 8 - Esforços mecânicos nas máquinas rotativas.

A pressão exercida sobre o bobinado pode chegar a 10 kgf/cm^2 e alcança seu valor crítico no arranque. Por outro lado, como o campo magnético criado pela corrente em cada ranhura é

senoidal, a força criada também o é, e resulta, em consequência, uma vibração do bobinado. A frequência dessa vibração é de duas vezes a da rede. A energia de vibração transmitida pelo bobinado dependerá da impedância mecânica do sistema; quanto mais rígido for o bobinado, mais bem ajustado nas ranhuras estiver e amarradas as cabeças de bobina, menor será a amplitude da vibração.

3.6 Principais testes utilizados para detecção da baixa isolamento

A preocupação com o desenvolvimento de técnicas e instrumentos de testes da isolamento de equipamentos elétricos para iluminação e força remonta aos primeiros estágios da produção de energia elétrica. A princípio, a resistência de isolamento era medida com corrente contínua (Vcc); esse método continua, aplicando-se quase que com exclusividade, mesmo depois do aparecimento da corrente alternada (Vca).

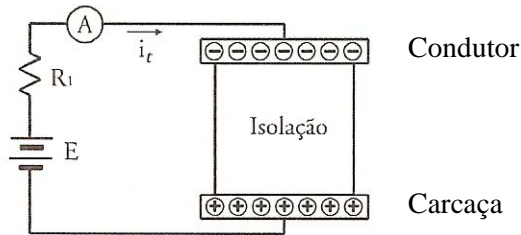
No início do século XX, apareceu na Inglaterra o primeiro instrumento, registrado com o nome de *megger*, construído exclusivamente para medidas de isolamento. Esse instrumento foi aperfeiçoado ao longo dos anos e adaptado à evolução da eletricidade, com escalas e tensões mais altas, de forma que, hoje em dia, continua sendo um instrumento dos mais utilizados para medir a resistência de isolamento dos equipamentos elétricos.

A seguir, tem-se uma breve descrição dos principais testes (*megger* ou megômetro, utilizados nos dias de hoje para detecção da baixa isolamento, sendo que para a execução de qualquer um destes testes, é necessário que o motor esteja desligado e fora de operação. Além deste inconveniente, pode ocorrer, também, uma danificação dos isolamentos devido às altas tensões que são aplicadas por estes equipamentos. Neste sentido, é mais do que conveniente o monitoramento através da análise espectral que será proposta neste trabalho.

3.6.1 Teste com corrente contínua

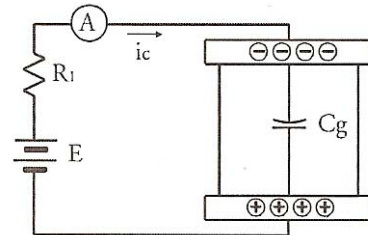
O circuito elétrico equivalente de um equipamento elétrico, formado pelos condutores dos enrolamentos, material isolante e a estrutura de ferro, pode ser considerado como sendo um condensador de placas paralelas.

Na Figura (3.10a), tem-se o circuito equivalente do teste de um dielétrico. Ao se aplicar no enrolamento de uma máquina uma tensão V_{cc} , pode-se observar uma corrente elétrica (i_t) formada pela componente de corrente capacitiva (i_c), Figura (3.10b), componente de corrente de polarização (i_p), Figura (3.10c), e pela corrente iônica ou de condução (i_r), Figura (3.10d).



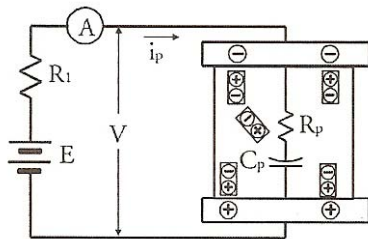
$$i_t = i_c + i_p + i_r$$

(a) Teste com corrente contínua.



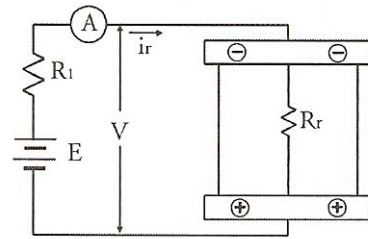
$$i_c = \frac{E}{R_1} e^{-t/R_1 C_g}$$

(b) Corrente Capacitiva.



$$i_p = EC_p D t^{-n}$$

(c) Corrente de Polarização.



$$i_r = \frac{V}{R_r}$$

(d) Corrente de Condução.

Figura 3. 9 - Teste de um dielétrico com corrente contínua, Vázquez Morán (2005).

A corrente de condução representa a verdadeira corrente de fuga que define a resistência de isolamento do dielétrico. Essa corrente tem dois componentes básicos: componente superficial, que flui sobre a superfície do dielétrico; e componente volumétrica, que flui através da espessura do isolante.

A corrente superficial deve-se a ionizações formadas por dissoluções de uma infinidade de partículas ambientais depositadas sobre a superfície do isolante, tais como: óleo, graxa, resíduos de carvão de escovas e outros materiais oriundos do processo de fabricação. Essa corrente fornece uma idéia das condições reais da isolação. Por essa razão deverá ser medida, sempre que possível, em separado.

A corrente de condução volumétrica é uma indicação da concentração iônica e mobilidade do material. Esses íons são frequentemente originados pela dissolução de materiais eletrolíticos procedentes de impurezas de fabricação e montagem, e por umidade absorvida do ambiente.

A água é sumamente eficiente na redução da resistência ôhmica, por incrementar a concentração iônica e mobilidade nos materiais, tanto superficial como volumétrica.

Teoricamente, a resistência de isolamento deverá permanecer constante para qualquer valor de tensão dentro da classe de tensão dele. Se isso acontecer, pode-se afirmar que a isolação está suportando a tensão; caso contrário, é um indício claro de que não está suportando e que o dielétrico poderá ser destruído se a tensão continuar aplicada.

Na Figura (3.11), tem-se o exemplo de um teste de CC (corrente contínua), pode-se observar que a corrente elétrica resultante (i_t) formada pela componente de corrente capacitiva (i_c), componente de corrente de polarização (i_p) e pela corrente iônica ou de condução (i_r), com o passar do tempo será igual à corrente de condução, consequentemente, a mesma representa a verdadeira corrente de fuga que define a resistência de isolamento do dielétrico.

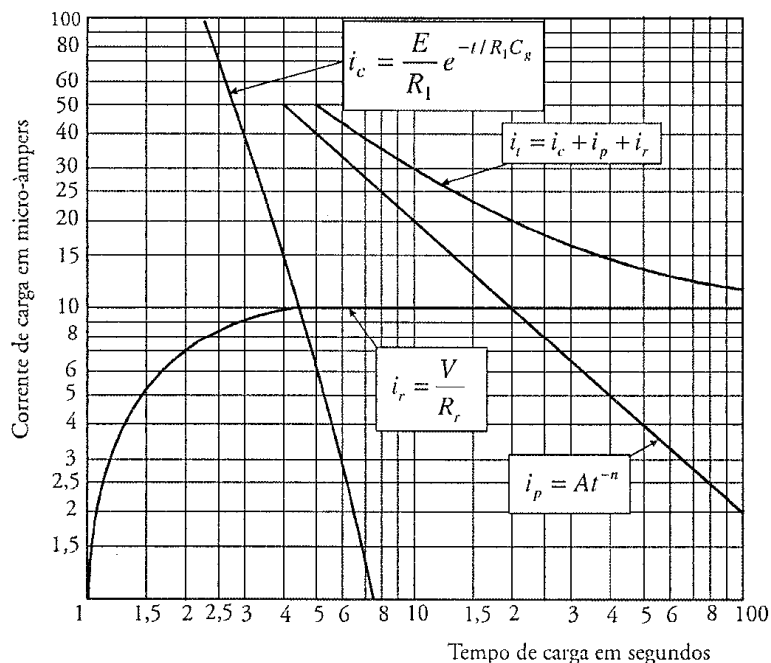


Figura 3. 10 - Exemplo de um teste de CC.

3.6.2 Megômetro ou Megger

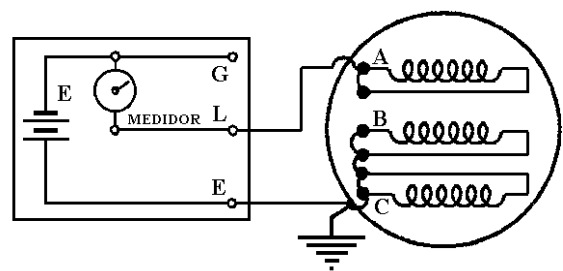
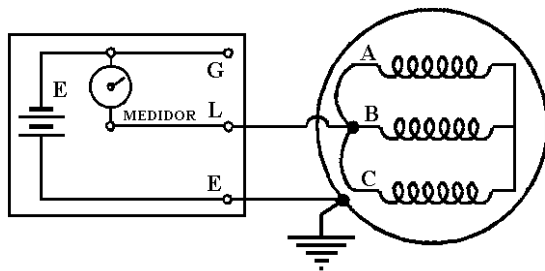
A resistência de isolamento pode ser determinada pela lei de Ohm, como visto na seção anterior, aplicando uma tensão de corrente contínua e medindo a corrente que circula pelo galvanômetro. A resistência de isolamento é expressa em $M\Omega$ (10^6 ohms) em função dos grandes valores manipulados.

Um dos primeiros instrumentos projetados exclusivamente para as medidas de isolamento foi o *Megger*, marca registrada da empresa James Bidle.

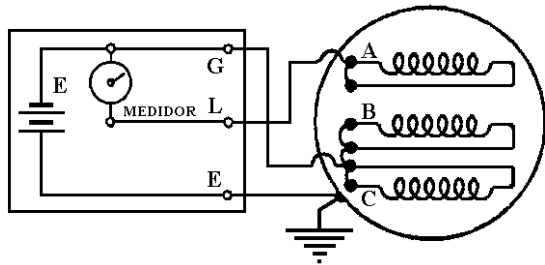
O *Megger* foi introduzido na Inglaterra em 1904 e na América em 1910. Ao longo dos anos, foi considerado um dos instrumentos mais eficientes nos testes de avaliação do isolamento de equipamentos elétricos. O *Megger* acompanhou o desenvolvimento industrial de forma que, à medida que os equipamentos elétricos aumentavam de potência e tensão, eram introduzidos novos instrumentos, com tensões e escalas maiores. Dessa forma, encontram-se, hoje em dia,

instrumentos com escalas que chegam a 500.000 M Ω e 10.000 V, em comparação com os fabricados originalmente de 500 M Ω e 500 V.

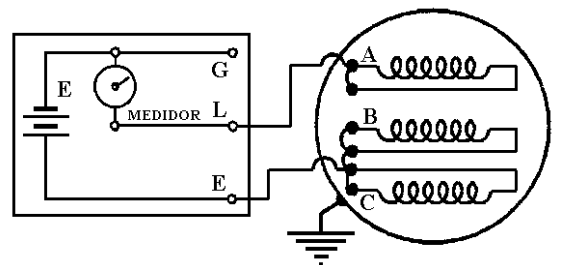
A importância atual do *Megger*, como instrumento de avaliação da isolação, baseia-se numa compreensão melhor dos fenômenos de polarização dos dielétricos e no aperfeiçoamento das técnicas de teste com corrente contínua. Na Figura (3.13), tem-se as ligações do *Megger* para testes de isolamento de máquinas rotativas. Onde, *G* (*Guard*) representa um terminal de proteção, *L* (*Line*) é o terminal de medida da linha e *E* (*Earth*) representa o terminal do terra.



Medida do isolamento da fase A
contra terra e contra as outras duas fases



Medida do isolamento da fase A
contra terra



Medida do isolamento da fase A
contra as outras duas fases

Figura 3. 11 - Testes de isolamento de máquinas rotativas.

A seguir, tem-se uma breve descrição dos testes de isolamento realizados, com o *Megger*, a 1 minuto, 10 minutos e das múltiplas tensões.

3.6.2.1 Teste de isolamento a 1 minuto

Fornece, de forma aproximada, a condição da isolação (boa ou ruim) para efeito de energização de máquinas que tenham ficado desenergizadas por um período prolongado e que exista suspeita de absorção de umidade.

Inicialmente, deve-se selecionar a tensão do instrumento de acordo com a Tabela (3.2).

Tabela 3.2 - Tensões de teste de isolamento recomendada, Vázquez Morán (2005).

Tensão da Máquina (V)	Tensão do Megger (V)
Até 480	480 a 2400
250 a 500	500 a 1000
1000 a 2500	500 a 2500
4160	Acima de 4160

Registrar a temperatura do bobinado. A mesma poderá ser estimada como sendo a da carcaça $\pm 5^\circ\text{C}$.

Deve-se energizar o equipamento e começar a contar o tempo; selecionar a escala de forma a obter boa precisão; anotando-se as leituras aos 30 e 60 segundos.

Desligar a tensão do *Megger* e colocar a chave na posição de descarga. O tempo mínimo requerido para a descarga do bobinado é uma vez o tempo que o equipamento ficou energizado, para tensões iguais ou inferiores a 1000 V, e de duas vezes para tensões superiores. Para uma descarga total o tempo mínimo é de 4 vezes o tempo que ficou energizado.

3.6.2.2 Teste de isolamento a 10 minutos

O método é baseado na taxa de absorção de umidade de uma isolação boa, comparada com a de outra contaminada e úmida. Difere do método a 1 minuto no tempo de duração do teste, que é de 10 minutos. Este método é preferível sempre que sejam necessários valores de isolamento mais reais e, particularmente, para calcular os *índices de polarização (IP)*.

3.6.2.3 Método das múltiplas tensões

O método é útil para detectar a presença de umidade e outros contaminantes na isolação. Inicialmente, deve-se selecionar a tensão inferior e superior do ensaio de acordo com a Tabela (3.3).

Tabela 3.3 - Níveis de tensão para testes de isolamento pelo método das duas tensões.

Tensão da Máquina (V)	Tensão do <i>Megger</i>	
	Tensão Inferior (V)	Tensão Superior (V)
480	220	1000
4160	1000	5000
13800	2000	10000

Se o *Megger* não dispuser desses valores de tensão, pode-se escolher os valores mais próximos mantendo no possível a relação de 1 para 5.

Energizar o equipamento na tensão inferior. Registrar no formulário de testes os valores de isolamento aos 60 segundos de aplicação da tensão. Mudar para a tensão superior; e registrar, da mesma forma, a resistência de isolação aos 60 segundos. É fundamental que as leituras sejam tomadas no mesmo período de tempo após a aplicação da tensão.

A correção dos valores de resistência de isolamento para a temperatura de 40 °C, segundo *IEEE Std 43-1972* é dada por:

$$R_{40} = K_t . R_x \quad (3.7)$$

Onde R_{40} é a resistência corrigida para 40 °C; K_t é o fator de correção extraído da Tabela (3.4) e R_x a resistência de isolamento medida.

Tabela 3.4 - Fatores K_t de correção da temperatura para 40 °C, para máquinas rotativas.

°C	100	90	80	75	70	65	60	55	50	45	40	35	30	25	20	15	10
K_t	64	32	16	12	8	6	4	3	2	1,5	1	0,75	0,5	0,37	0,25	0,18	0,12

3.6.2.4 Interpretação dos testes

Calcular o **Índice de Absorção (IA)** dividindo-se a resistência de isolamento aos 60 segundos pela registrada aos 30 segundos (R_{i60}/R_{i30}), no teste do método de 1 minuto.

Calcular o **Índice de Polarização (IP)** dividindo-se a resistência de isolamento aos 10 minutos e 1 minuto (R_{i10}/R_{i10}) obtida no teste de isolamento pelo método de 10 minutos.

Dividir o valor da resistência de isolamento obtida aos 60 segundos, na tensão superior, pelo valor de isolamentos aos 60 segundos, na tensão inferior, ($R_{i(vs)}/R_{i(vi)}$), no método de tensões múltiplas.

Na Tabela (3.5), tem-se os índices para interpretação dos testes de resistência de isolamento.

Tabela 3.5 - Índice para interpretação dos testes de resistência de isolamento.

Tensão (V)	IA (R_{i60}/R_{i30})	IP (R_{i1}/R_{i10})	$R_{i(vs)}/R_{i(vi)}$	Isolamento Mínimo $R_{i40^{\circ}C}$
Até 440	< 1 perigoso 1,1 a 1,25 pobre 1,25 a 1,6 confiável > 1,6 bom	< 1 perigoso 1,1 a 2 pobre 2 a 3 confiável > 3 bom	< 0,8 perigoso 0,8 a 1 pobre 1 ideal	1,5 MΩ
> 440	Idem	Idem	Idem	5,2 MΩ
> 4160	Idem	Idem	Idem	15,0 MΩ

O valor da resistência de isolamento depois de corrigido para a temperatura de 40 °C será comparado com os valores da Tabela (3.5). A resistência de isolamento de uma fase quando medida com as outras duas aterradas, Figura (3.13), é normalmente o dobro do enrolamento completo; por essa razão o valor medido deverá ser dividido por dois para poder comparar com os valores da Tabela (3.5).

Quando a resistência de isolamento de uma fase for medida em separado com as outras duas conectadas no terminal G, Figura (3.13), o valor da resistência de isolamento de cada fase será dividido por três para, uma vez corrigido para 40 °C, poder comparar com os valores mínimos da Tabela (3.5).

Uma máquina para ser considerada apta para operar deverá cumprir pelo menos uma das condições mínimas de isolamento da Tabela (3.5).

Se nenhuma das condições mínimas for cumprida deverão ser pesquisadas as causas. Índice de absorção e polarização baixos são indicativos da existência de umidade e sujeira nos enrolamentos.

3.6.3 Teste com corrente alternada

Dentre os testes convencionais para enrolamentos de máquinas elétricas, o teste de impulso (*Surge Test*) é o mais comum nas oficinas elétricas. Neste teste, aplica-se um impulso elétrico de alta tensão em um par de bobinas e compara-se a resposta de tensão de cada bobina, não sendo necessário submeter os enrolamentos a aquecimentos e altas tensões, Almeida (1995).

3.6.3.1 Teste de impulso aplicado em motores (*Surge Test*)

O *Surge Test* trabalha com baixos níveis de corrente. Dessa forma, curtos-circuitos momentâneos não causam danos adicionais ao isolamento do enrolamento. Isto evita riscos de carbonização da região do curto e de maiores danos ao equipamento.

Na Figura (3.14), tem-se o diagrama simplificado de um equipamento projetado para testes de isolamento entre espiras de máquinas rotativas.

O transformador T_1 eleva gradativamente a tensão de teste para o valor desejado. Os capacitores C_3 e C_4 se carregam com a tensão de pico de T_1 , através dos diodos D_1 e D_2 e as bobinas em teste TL_1 e TL_2 . O circuito é sincronizado de forma que o semiciclo negativo de CA (corrente alternada) acione ST_1 e descarregue o capacitor C_3 através de TL_1 e C_4 através de TL_2 .

Durante a fase de descarga, cada capacitância entra em ressonância com sua respectiva bobina de carga e produz uma corrente CA , que será detectada pelos sensores de corrente T_6 e T_7 . A condição de ressonância é fornecida pelo módulo ressonador de impulsos PR_1 . A bobina TL_1 é identificada como de referência e a bobina TL_2 , como de teste. Supondo que as bobinas TL_1 e TL_2 , sejam iguais, como C_3 , é igual a C_4 , as correntes em ressonância produzidas por $C_3 - TL_1$ e $C_4 - TL_2$ deverão ser idênticas.

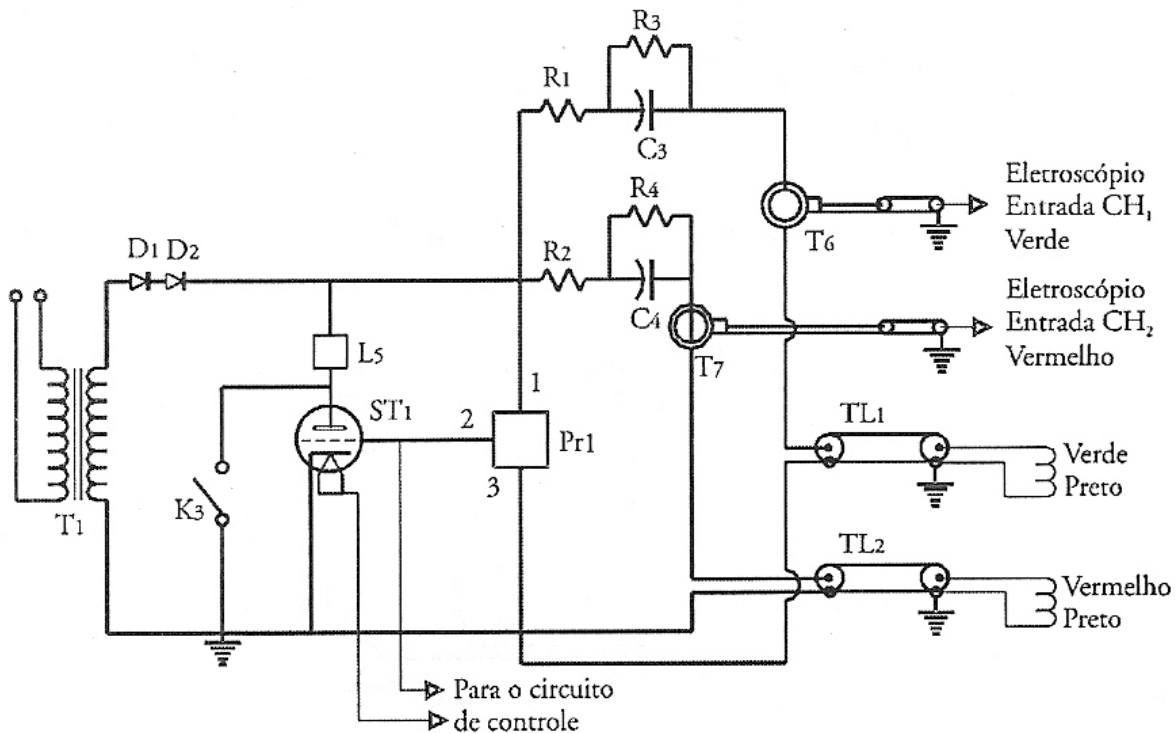


Figura 3. 12 - Diagrama simplificado de um instrumento de impulsos de alta frequência (Modelo 6925C da Eletrônica INC.).

As formas de onda das correntes ressonantes, captadas pelos sensores T_6 e T_7 , são mostradas em um osciloscópio.

Se o isolamento da bobina em teste for diferente ou apresentar qualquer problema durante o teste, as correntes ressonantes em $C_4 - TL_2$, serão diferentes das correntes de $C_3 - TL_1$.

Quando isso acontecer, serão observadas no osciloscópio duas ondas de correntes diferentes, Figura (3.13). O operador imediatamente reconhece que a bobina em teste está com problemas.

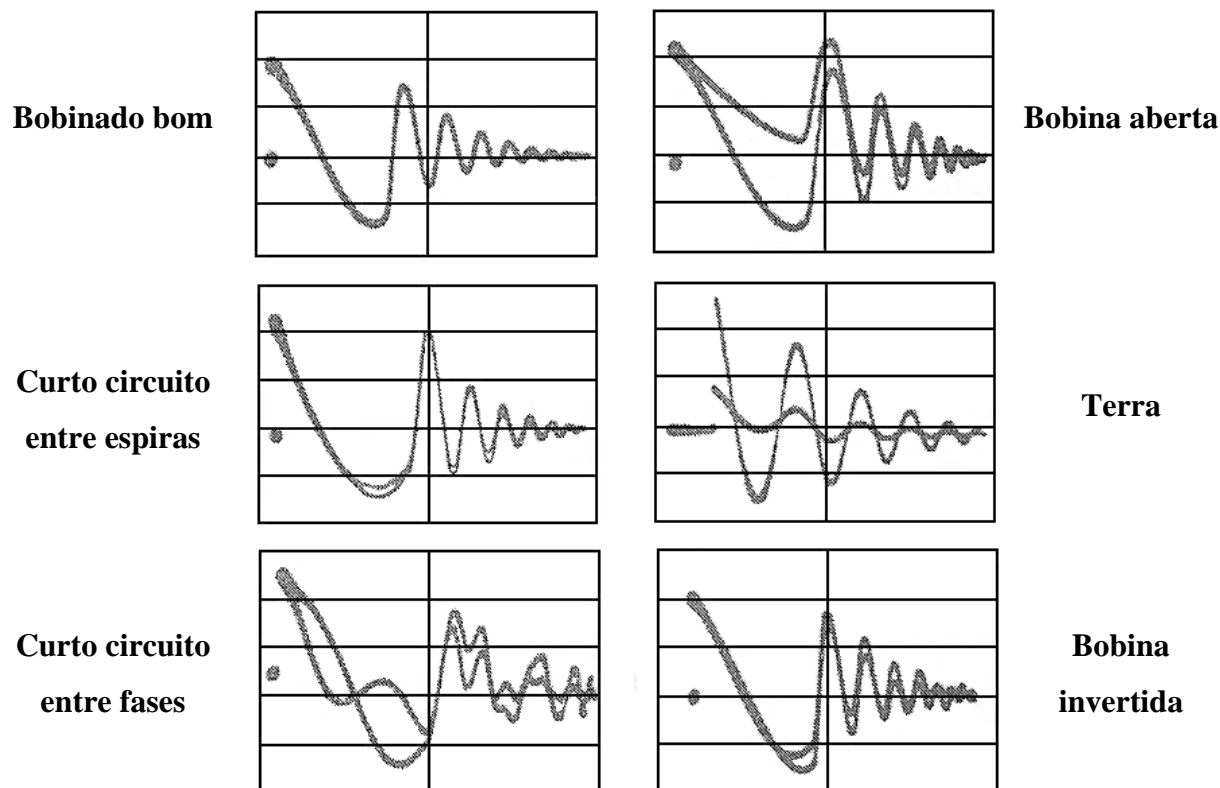


Figura 3. 13 - Exemplos de tipos de ondas que poderão aparecer no display do osciloscópio e seus respectivos diagnósticos, Vázquez Morán (2005).

3.7 Barras quebradas

Uma das falhas frequentes no rotor das máquinas de indução é a quebra de barras e soldas frias na gaiola. Os sintomas característicos são vibração e ruído anormal. A localização de barras seccionadas pode ser realizada de forma simples com o indutor e uma lâmina de serra. Na Figura (3.14), tem-se a ilustração do indutor, gaiola e lâmina de serra.

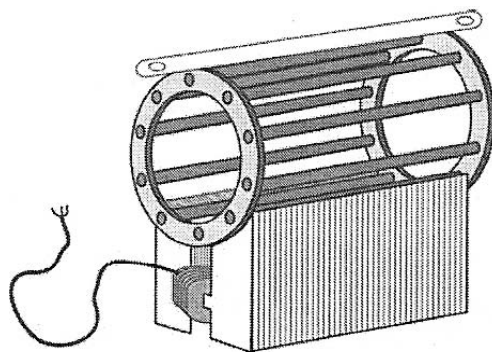


Figura 3. 14 - Verificação de barras quebradas, Vázquez Morán (2005).

Se a lâmina vibrar significa que está circulando corrente pela barra; caso contrário, se não vibrar a barra está quebrada ou mal soldada.

A barra quebrada deve ser substituída por outra, Figura (3.15), do mesmo material ou similar; mesmo sendo prescindível ser do mesmo material é aconselhável que, ao menos a resistividade seja igual ou inferior a original, para não criar problemas de aquecimento.

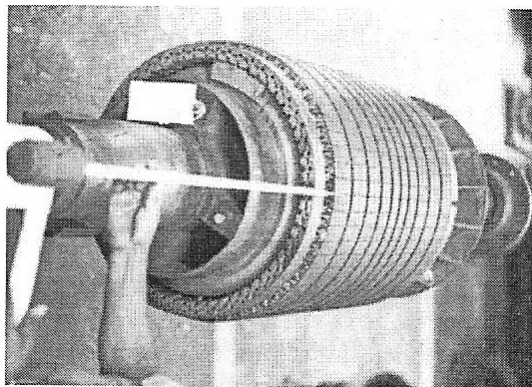


Figura 3. 15 - Substituição de uma barra de um rotor de gaiola de esquilo.

A solda no anel requer certa perícia por parte do soldador, para não danificar as soldas vizinhas. A soldagem é feita normalmente com solda *Tigger*. Geralmente é necessário o aquecimento da peça completa, devido à alta condutividade térmica do cobre, antes de iniciar a soldagem. O eletrodo normalmente é à base de prata a 5%, para gaiolas de liga de cobre. O melhor resultado obtém-se com a inversão dos eletrodos; isto é, com o eletrodo no terminal negativo.

3.8 Desequilíbrio de fase

O desequilíbrio de fase pode ser facilmente identificado através da medição das correntes (I_a , I_b e I_c) nas três fases de alimentação do motor elétrico ou através da medição das tensões de alimentação do motor (V_{ab} , V_{bc} e V_{ca}).

Na Figura (3.16), tem-se a ilustração das medições para verificação do desequilíbrio de fase. Qualquer variação de aproximadamente 10 % de uma das correntes em relação a outra ou

de uma das tensões em relação a outra é um indicio de que o motor está operando com um desequilíbrio de fases, podendo levar a um sobre aquecimento e consequentemente a sua queima.

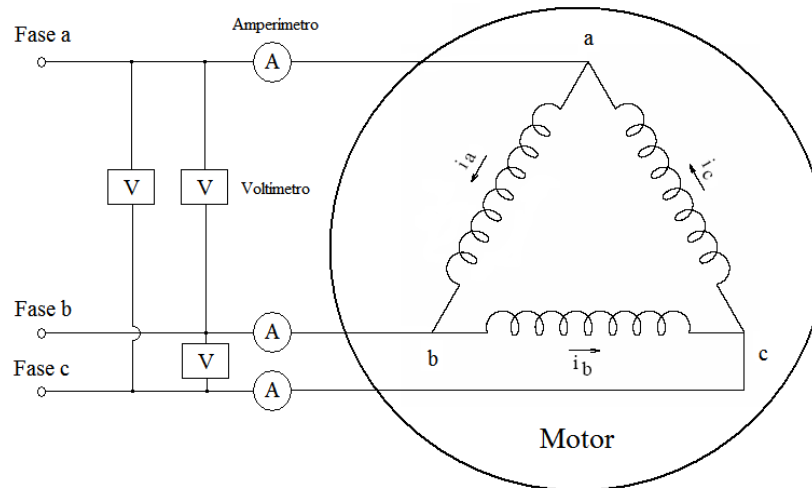


Figura 3. 16 - Medição das tensões e correntes de alimentação do motor.

3.9 Considerações finais

Neste capítulo apresentaram-se as principais características e técnicas tradicionais para a detecção das falhas estudadas (baixa isolamento, barras quebradas e desequilíbrio de fase) e que poderá ser útil na escolha da melhor ferramenta e tecnologia para o diagnóstico em motores elétricos.

Dentre todas as falhas estudadas, pôde-se constatar a necessidade de retirar o motor de operação para que se possam realizar os testes de baixa isolamento e barras quebradas. Para a detecção do desequilíbrio de fase é necessário o acesso a cabos energizados e que na maioria das vezes não estão disponíveis para medição, sendo um serviço altamente perigoso para o operador.

Neste sentido, as ferramentas preditivas, que serão propostas por este trabalho, no próximo capítulo, em conjunto com as técnicas de inteligência artificial podem disponibilizar ao máximo estas máquinas e realizar um diagnóstico *on-line* sem a necessidade de paradas e acessar cabos energizados.

Capítulo 4

Técnicas Propostas para Detecção de Falhas em Motores Elétricos

Neste capítulo apresentam-se as técnicas de análise espectral para a detecção das falhas estudadas no capítulo 3. Tendo como um dos objetivos principais a substituição gradativa das técnicas tradicionais, apresentadas no capítulo 3, por técnicas de análise espectral e não intrusivas.

Para o diagnóstico dos sinais de fluxo magnético, é necessário conhecer as diversas formas pelas quais os sinais se apresentam e seus possíveis modos de combinação. Desta forma, no primeiro item serão apresentados os modos de combinações de sinais, bem como da técnica do envelope que será proposta pela primeira vez para a detecção das falhas de curto circuito e desequilíbrio de fase através da análise de fluxo magnético.

Em seguida serão apresentadas as diversas causas e frequências características de identificação das falhas estudadas.

4.1 Técnica do Envelope

Sempre que dois ou mais sinais de fluxo magnético ocorrem simultaneamente, é possível que alguns deles se combinem gerando sinais de outras formas. Sendo um dos sinais mais

gerados nos motores elétricos a modulação em amplitude e que pode ser analisada através da técnica do envelope.

Para uma melhor compreensão da técnica do envelope é necessária a apresentação de alguns conceitos importantes, tais como Modulação e Demodulação.

4.1.1 Modulação

Existem diversos tipos de modulação dos quais pode-se destacar: modulação em amplitude (AM), em frequência (FM) e em fase (PM).

Para que haja modulação são necessárias duas ondas: uma moduladora e uma portadora. Na modulação em amplitude a portadora terá sua amplitude modificada proporcionalmente ao sinal modulante. A portadora é dada por:

$$S_p(t) = A_p \cos(\omega_p t) \quad (4.1)$$

onde, A_p é a amplitude da portadora e ω_p é a frequência da portadora. Considerando-se um sinal qualquer modulante $S_m(t)$ com frequência menor que a frequência do sinal portador. Variando-se a amplitude da portadora, proporcionalmente à moduladora $S_m(t)$ a amplitude instantânea será:

$$A(t) = A_p [1 + K S_m(t)] \quad (4.2)$$

onde K é uma constante conhecida como sensibilidade de amplitude. Obtendo-se uma função modulada dada por:

$$S_{AM}(t) = A(t) \cos(\omega_p t) = A_p [1 + K S_m(t)] \cos(\omega_p t) \quad (4.3)$$

Considerando-se que o sinal modulador $S_m(t)$ é um sinal senoidal tem-se:

$$S_m(t) = A_m \cos(\omega_m t) \quad (4.4)$$

Substituindo-se a Eq. (4.4) na Eq. (4.3), obtém-se:

$$S_{AM}(t) = [A_p + KA_m \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_p t) \quad (4.5)$$

Expandindo-se a Eq. (4.5), obtém-se a seguinte expressão:

$$S_{AM}(t) = \underbrace{A_p \cos(\omega_p t)}_{\text{Portadora}} + \underbrace{\frac{KA_m}{2} \cos(\omega_p - \omega_m)t}_{\text{Banda lateral Inferior}} + \underbrace{\frac{KA_m}{2} \cos(\omega_p + \omega_m)t}_{\text{Banda lateral Superior}} \quad (4.6)$$

Um parâmetro importante na modulação é o índice de modulação (m), que pode ser obtido a partir da razão entre a maior amplitude do sinal modulador pela maior amplitude do sinal portador. Quando o índice de modulação atinge valor maior que a unidade, haverá distorção na modulação, Haykin (1989).

$$m = \frac{A_m}{A_p} \therefore m \begin{cases} < 1 \text{ não haverá distorção} \\ > 1 \text{ haverá distorção} \end{cases}$$

Com a substituição do termo A_m por $m A_p$ na Equação (4.6), obtém-se:

$$S_{AM}(t) = A_p \cos(\omega_p t) + \frac{Km A_p}{2} \cos(\omega_p - \omega_m)t + \frac{Km A_p}{2} \cos(\omega_p + \omega_m)t \quad (4.7)$$

A Transformada de Fourier de um co-seno é dada por:

$$\mathfrak{F}[\cos(\omega_x t)] = \pi \delta(\omega - \omega_x) + \pi \delta(\omega + \omega_x) \quad (4.8)$$

Logo, aplicando-se a Transformada de Fourier à função modulada dada pela Equação (4.7), obtém-se:

$$\begin{aligned}\mathfrak{T}[S_{AM}(t)] = & A_p [\pi\delta(\omega - \omega_p) + \pi\delta(\omega + \omega_p)] + \\ & \frac{Km A_p}{2} [\pi\delta(\omega - (\omega_p - \omega_m)) + \pi\delta(\omega + \omega_p - \omega_m)] + \\ & \frac{Km A_p}{2} [\pi\delta(\omega - (\omega_p + \omega_m)) + \pi\delta(\omega + \omega_p + \omega_m)]\end{aligned}\quad (4.9)$$

Na Figura 4.1 tem-se o espectro obtido após a aplicação da transformada de Fourier.

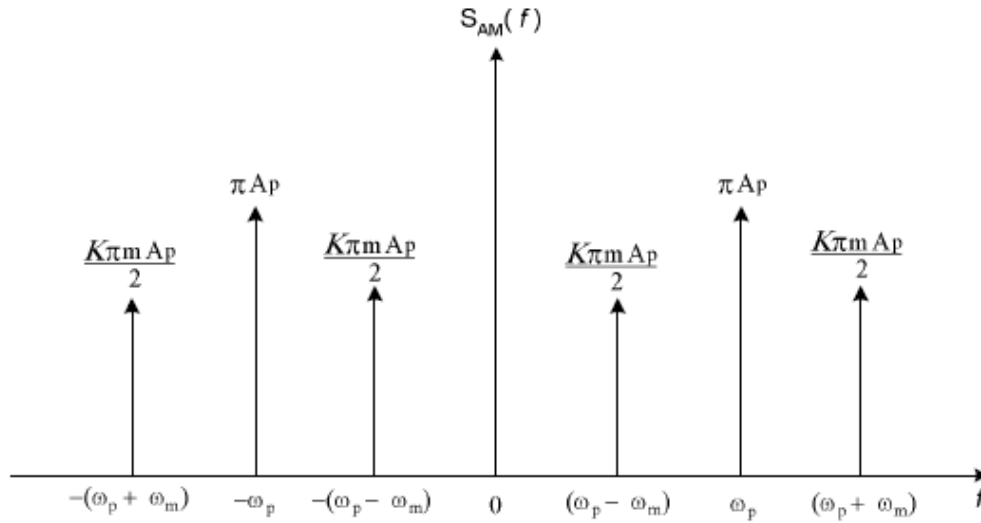


Figura 4. 1 - Espectro de Frequência de um Sinal AM.

Observando-se a Figura 4.1, pode-se verificar que quanto maior a amplitude da frequência portadora maiores serão as amplitudes do espectro para uma dada media de modulação.

Na Figura 4.2, estão representadas uma função portadora, uma função moduladora, a modulação e o espectro da função modulada. Verifica-se que no espectro da função modulada aparece a frequência do sinal portador ladeada por duas frequências espaçadas, da principal, de um valor igual à frequência do sinal de modulação.

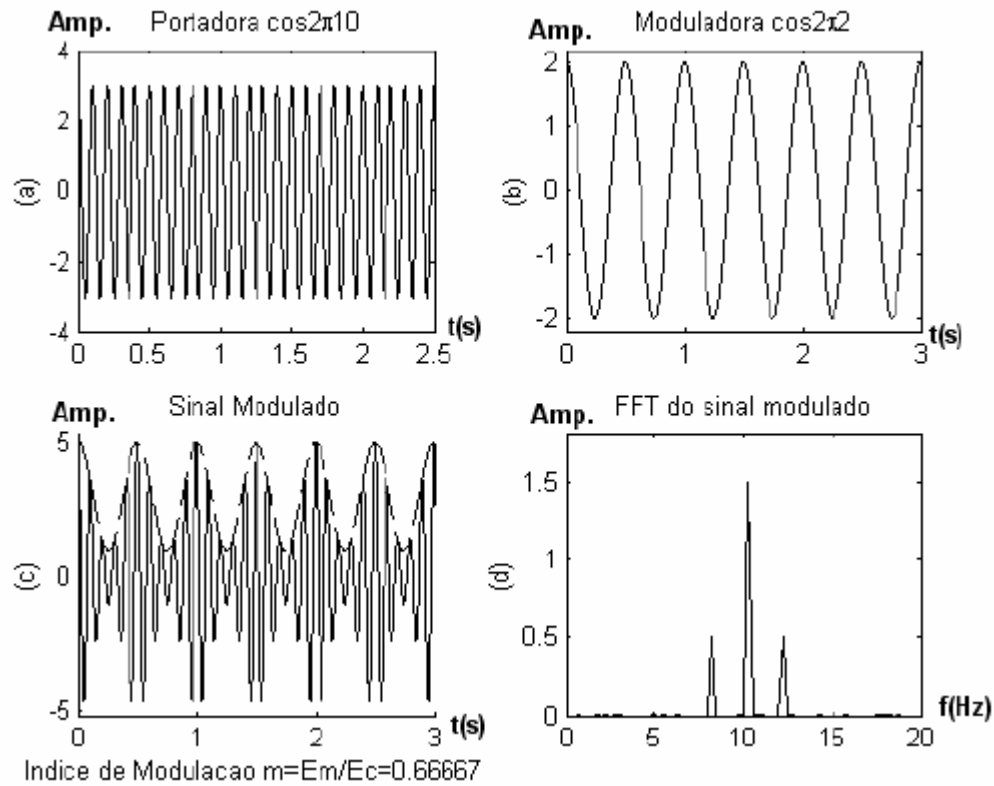


Figura 4. 2 - (a) sinal portador; (b) sinal modulador; (c) sinal modulado $S_{AM}(t)$; (d) fft do sinal modulado, Bezerra (2004).

4.1.2 Demodulação

Como visto na Figura 4.2 (c), após a modulação, obtém-se um sinal $S_{AM}(t)$ cujos picos encontram-se ligados por uma curva, representada pela linha tracejada, denominada de envelope. O processo de demodulação em amplitude consiste em extrair o envelope. Na obtenção do envelope, pode ser usado um processo analógico através de placas chamadas de “detector de envelope” ou digitalmente através da transformada de Hilbert, Haykin (1989).

Por ser um procedimento de fácil implementação e versátil, optou-se pela utilização da Transformada de Hilbert. A transformada de Hilbert expressa uma relação entre as componentes reais e imaginárias da transformada de Fourier de um sinal causal. Sinal causal é todo sinal que é nulo para o tempo negativo, Randal (1987).

A Transformada de Hilbert de um sinal modulado foi descrita detalhadamente por Bezerra (2004) e pode ser representada pela seguinte equação.

$$H\{x(t)\} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) \frac{1}{t - \tau} = x(t) * \left(\frac{1}{\pi t} \right) \quad (4.10)$$

O gráfico (c) da Figura 4.3 representa um sinal que, após o processo de modulação, foi “envelopado”, e o gráfico (d), representa o envelope obtido após a aplicação da transformada de Hilbert.

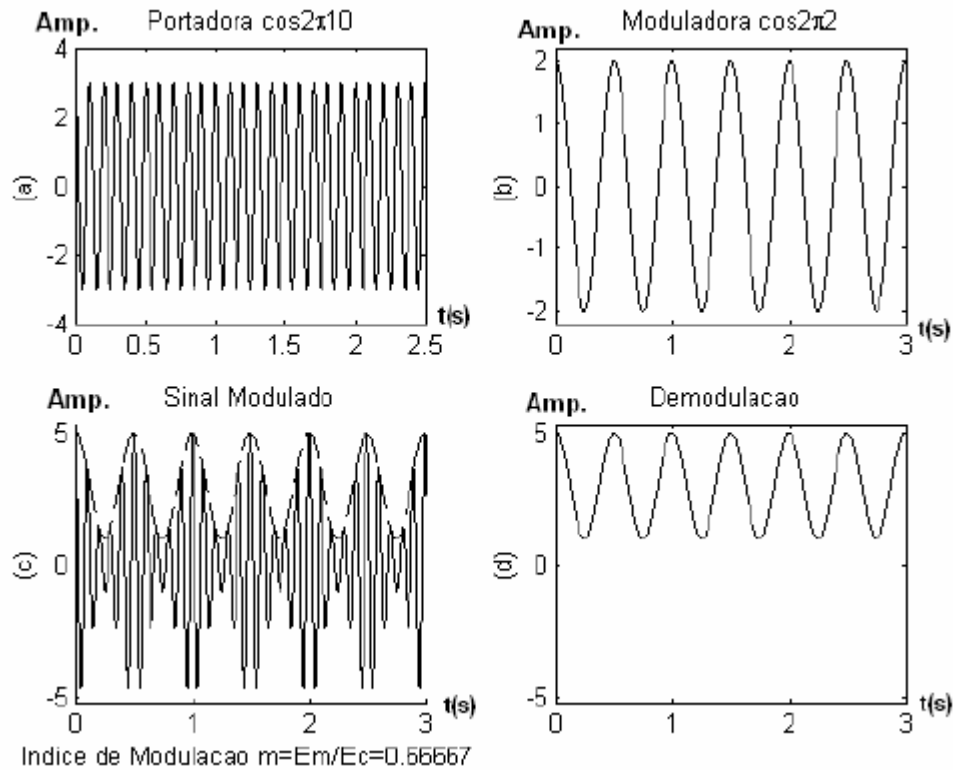


Figura 4. 3 - Demodulação de um sinal; (a) sinal portador; (b) sinal modulador; (c) sinal modulado; (d) envelope do sinal modulado, Bezerra (2004).

4.1.3 Aplicação da técnica do envelope

A transformada de Fourier do sinal de fluxo magnético é o primeiro passo a ser tomado quando vai se usar a técnica do envelope. Após aplicação, o sinal obtido é analisado com o

objetivo de se definir a faixa de filtragem. O que se busca, nesta etapa, é localizar a frequência de passagem de ranhuras do estator ou rotor.

Após a filtragem do sinal aplica-se a Transformada de Hilbert tendo como resultado o envelope do sinal modulado. A partir deste ponto, pode-se usar diretamente, no envelope, a transformada de Fourier ou realizar uma filtragem passa alta com o objetivo de retirar as componentes contínuas (cc).

Na Figura 4.4 tem-se o conjunto de procedimentos aplicados ao sinal constituindo-se a técnica do envelope e que será aplicada nos sinais de fluxo magnético.

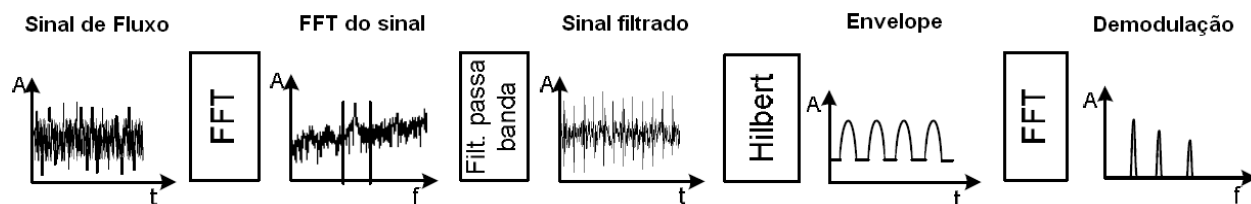


Figura 4. 4 - Procedimento adotado na técnica de Envelope, Bezerra (2004).

4.2 Estudo das falhas introduzidas

4.2.1 Considerações iniciais

Os fatores que afetam o comportamento do motor podem ser agrupados em problemas de origem magnética ou elétrica e problemas de origem mecânica. Devido à importância do entendimento das fontes de perturbações para o diagnóstico de falhas, vários trabalhos têm sido realizados no intuito de identificar as possíveis frequências determinísticas, Almeida (1994) e Taylor (1994), Finley (2000), Brito (2001), Benbouzid (2003), Lamim Filho (2003), Jaksch (2003), Henao (2003), Baccarini (2005), Silva (2006), Lamim Filho (2006).

Assim, para o estudo a seguir, utilizou-se como referência os trabalhos de Taylor (1994), Almeida (1994), Lamim Filho (2003) e Baccarini (2005). Antes de analisar isoladamente cada tipo de defeito, serão considerados de forma genérica, problemas no estator e no rotor.

Quando uma corrente elétrica percorre um condutor imerso numa região de campo magnético, o condutor sofre ação de uma força, descrita pela equação abaixo, Sen (1997):

$$F = \vec{i} \times \vec{B} l \quad (4.11)$$

Onde \vec{i} é o vetor de corrente elétrica, \vec{B} é o vetor de densidade de fluxo e l é o comprimento do condutor.

Se o enrolamento trifásico do estator do motor de indução é alimentado por tensões senoidais equilibradas, é produzido no entreferro um campo magnético que tem distribuição senoidal no espaço e gira com velocidade síncrona n_1 , enquanto o rotor gira com velocidade n . A diferença entre as duas velocidades é denominada de velocidade de escorregamento.

A componente espacial fundamental da onda resultante do fluxo no entreferro gira em relação ao rotor com velocidade de escorregamento sn_1 e induz força eletromotriz de frequência de escorregamento sf no circuito do rotor. Esta força eletromotriz dá origem a correntes de frequência de escorregamento nas barras em curto-circuito do rotor. As correntes do rotor na frequência de escorregamento criam uma força magnetomotriz cuja fundamental espacial também caminha à velocidade de escorregamento em relação ao rotor. Mas, superposta a esta rotação, está a rotação mecânica n do motor. Assim, a velocidade do campo do rotor no espaço é a soma destas duas velocidades, Baccarini (2005).

Considerando, primeiramente, falhas na parte rotativa do motor, as frequências influentes no circuito são: frequência da rede f , frequência de rotação do rotor f_r e frequência de escorregamento f_2 ($f_2 = sf$). Fazendo a análise para entreferro uniforme (número de ranhuras infinitas) e correntes puramente senoidais, a expressão da força terá duas componentes da frequência de escorregamento, mas defasadas do ângulo θ , isto é, Baccarini (2005):

$$F_{rotor} = ksen(s\omega_1 t)sen(s\omega_1 t - \theta) \quad (4.12)$$

Fazendo a decomposição da multiplicação de senos, tem-se:

$$F_{rotor} = \frac{k}{2} [\cos \theta - \cos(2s\omega_1 t - \theta)] \quad (4.13)$$

Onde $2s\omega_1 t = 2\omega_2 t = 2(2\pi f_2)t$

A equação 4.13 mostra que a força gerada tem uma parte constante e uma parte variável com $2sf$, ou seja, duas vezes a frequência de escorregamento. Como as irregularidades são atribuídas à parte rotativa do motor, os desequilíbrios provocados na *fmm* irão desbalancear as forças nos dois lados do rotor, gerando vibrações. As vibrações induzidas na carcaça do motor estão sujeitas à posição angular instantânea do rotor. Multiplicando-se a equação 4.13 por $\cos \omega t$, onde ω é a velocidade do motor, tem-se a projeção radial das forças rotativas na carcaça do motor:

$$F_{rotor} = \frac{k}{2} [\cos \theta \cos \omega t - \cos(2s\omega_1 t - \theta) \cos \omega t] \quad (4.14)$$

A Equação 4.14 é a expressão de uma modulação em amplitude com portadora, onde a portadora é a rotação do motor e o sinal modulante, o dobro da frequência de escorregamento.

Devido à modulação AM, a vibração mecânica na carcaça tem o mesmo conteúdo harmônico da força rotativa e, no seu espectro, a componente na frequência do rotor terá bandas laterais espaçadas com o dobro da frequência de escorregamento.

Se os defeitos estiverem localizados na parte estacionária do motor, as forças resultantes não giram, conforme equações abaixo, Baccarini (2005):

$$F_{estator} = ksen(\omega_1 t)sen(\omega_1 t - \theta) \quad (4.15)$$

$$F_{estator} = \frac{k}{2} [\cos \theta - \cos(2\omega_1 t - \theta)] \quad (4.16)$$

A vibração resultante tem uma componente constante e outra alternada em duas vezes a frequência da rede. As frequências de rotação do rotor e de escorregamento também estão envolvidas no processo, e podem provocar modulações em torno de duas vezes a frequência da rede, Almeida (1996).

4.3 Curto circuito entre espiras e desequilíbrio de fases

Em geral, as equações que descrevem uma máquina de indução, conforme visto no Capítulo 2, item 2.4.2, com m circuitos no estator e n barras do rotor podem ser escritas por uma matriz de vetores, conforme representam as Equações de 4.17 a 4.20. Sendo U a tensão elétrica no estator, R a resistência, I a corrente elétrica, ψ o fluxo e L a indutância, sendo que os subscritos s e r indicam estator e rotor, respectivamente, Joksimovic (2000).

$$[U_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\psi_s]}{dt} \quad (4.17)$$

$$[U_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\psi_r]}{dt} \quad (4.18)$$

$$[\psi_s] = [L_{ss}][I_s] + [L_{sr}][I_r] \quad (4.19)$$

$$[\psi_r] = [L_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \quad (4.20)$$

Considerando-se uma máquina de indução simétrica do tipo gaiola, $[U_r] = [0]$ e $[L_{rs}] = [L_{sr}]^T$. Dessa forma, têm-se as tensões e correntes do estator e rotor dadas por:

$$[U_s] = [u_{s1} \ u_{s2} \ u_{s3} \ \dots \ u_{sm}]^T \quad (4.21)$$

$$[I_s] = [i_{s1} \ i_{s2} \ i_{s3} \ \dots \ i_{sm}]^T \quad (4.22)$$

$$[I_r] = [i_{r1} \ i_{r2} \ i_{r3} \ \dots \ i_{rm}]^T \quad (4.23)$$

O rotor de gaiola pode ser visualizado como tendo n ciclos igualmente espaçados em que cada barra do rotor e segmentos dos anéis podem ser representados por um circuito R - L em série, conforme Figura 4.5.

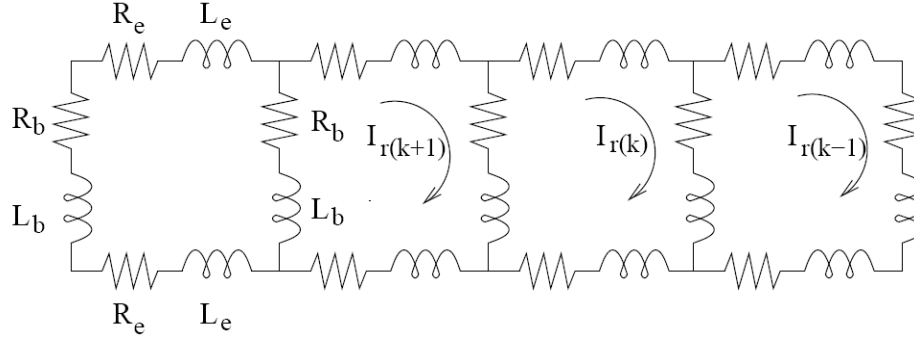


Figura 4. 5 - Representação do circuito das barras do rotor (ciclos), Baccarini (2005).

Os parâmetros R_e , L_e , R_b e L_b representam, respectivamente: resistência e indutância de parte dos anéis e resistência e indutância das barras do rotor. As correntes $I_{r(k)}$ são as correntes das malhas ou ciclos do rotor.

As correntes nos m circuitos do estator e n barras do rotor, Equações 4.17 a 4.20, são consideradas como sendo independentes. Para a parte mecânica do motor de indução, conforme visto no capítulo 2 podem-se escrever as seguintes equações:

$$T_e = [I_s]^T \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta} [I_r] \quad (4.24)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_l) \quad (4.25)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_r \quad (4.26)$$

Onde, T_e representa o torque eletromagnético, θ é a variação angular mecânica do rotor, ω_r é a velocidade angular do rotor, T_l é o torque mecânico e J é a inércia combinada do rotor-carga.

Para o calculo das indutâncias do sistema de equações descrito acima, pode-se usar o método da função do enrolamento, Luo (1995), em que a indutância entre quaisquer dois enrolamentos i e j numa máquina elétrica (assumindo-se que a permeabilidade do núcleo seja infinita) pode ser calculada através de:

$$L_{ij}(\theta) = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} g^{-1}(\varphi, \theta) N_i(\varphi, \theta) N_j(\varphi, \theta) d\varphi \quad (4.27)$$

Onde l representa o comprimento axial do motor elétrico, r é o raio médio do entreferro, $g^{-1}(\varphi, \theta)$ é a função inversa do comprimento do entreferro (l/g no caso de um entreferro uniforme). $N_i(\varphi, \theta)$ e $N_j(\varphi, \theta)$ são funções dos enrolamentos i e j , φ representa o ângulo ao longo da superfície interna do estator, θ é o ângulo da posição do rotor em relação a um ponto fixo no estator e μ_0 é a permeabilidade no vácuo.

Para o caso em que as barras do rotor (ou ranhuras do estator) são inclinadas, a indutância mutua entre os circuitos i e j que são posicionados em lados opostos do entreferro, pode ser representada por:

$$L_{ij}(\theta) = \int_{-l/2}^{l/2} L'_{ij} \left(\theta \pm \xi \frac{\gamma}{l} \right) d\xi \quad (4.28)$$

Onde γ é o ângulo de inclinação, em radianos, das barras ou ranhuras do estator, ξ é uma variável que pertence ao intervalo $(-l/2, l/2)$ e a indutância L'_{ij} pode ser calculada a partir de: Joksimovic (1999).

$$L'_{ij}(\theta) = \mu_0 r \int_0^{2\pi} g^{-1}(\varphi, \theta) N_i(\varphi, \theta) N_j(\varphi, \theta) d\varphi \quad (4.29)$$

A função do enrolamento da bobina i , cujos lados são colocados em $\theta = \theta_{i1}$ e $\theta = \theta_{i2}$ é definido pela seguinte relação:

$$N_i(\theta) = \begin{cases} \frac{\omega_i}{2\pi\delta} [2\pi(\theta - \theta_{il}) + \delta(\pi - \alpha_i)], & \theta_{il} - \frac{\delta}{2} \leq \theta \leq \theta_{il} + \frac{\delta}{2} \\ \omega_i \left(1 - \frac{\alpha_i}{2\pi}\right), & \theta_{il} + \frac{\delta}{2} \leq \theta \leq \theta_{i2} - \frac{\delta}{2} \\ \omega_i \left[\left(1 - \frac{\alpha_i}{2\pi}\right) + \frac{\theta_{i2} - \theta}{\delta} - \frac{1}{2} \right], & \theta_{i2} - \frac{\delta}{2} \leq \theta \leq \theta_{i2} + \frac{\delta}{2} \\ -\omega_i \frac{\alpha_i}{2\pi}, & \text{para os demais } \theta \end{cases} \quad (4.30)$$

Onde ω_i é o número de espiras da bobina i , α_i é o passo da bobina ($\theta_{i2} - \theta_{i1}$) e δ é o comprimento de abertura da ranhura em radianos. A função do enrolamento é a força magnetomotriz (fmm) por unidade de corrente.

4.3.1 Considerações gerais sobre curto circuito entre espiras

Sabe-se que o enrolamento do motor de indução trifásico simétrico produz uma série de ondas da força magnetomotriz que podem ser representadas por:

$$F_s(t, \theta) = \sum_{\mu} F_{\mu} \cos(\omega_1 t - \mu p \theta) \quad (4.31)$$

Onde p é o número de pares de pólo, ω_1 é a frequência angular de linha e $\mu = 6g + 1$, $g = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. A fmm do enrolamento do rotor pode ser derivada em série de Fourier através da Equação 4.31. Desprezando-se o comprimento de abertura da ranhura do rotor ($\delta = 0$), considerando-se $\alpha_i = 2\pi/n$ e $\omega_i = 1$, pode-se obter a frequência da fmm gerada pela corrente que circula por um ciclo do rotor, Equação 4.32, com amplitude máxima de $I_{r\max}$, Joksimovic (2000)..

$$F_{ciclo1}(t, \theta_r) = \sum_{v=1}^{\infty} [K_v \cos(v\theta_r + s\omega_1 t) + K_v \cos(v\theta_r - s\omega_1 t)] \quad (4.32)$$

Sendo K_v dado por:

$$K_v = \frac{2}{v\pi} \left(1 - \frac{1}{n}\right) \sin\left(v \frac{\pi}{n}\right) I_{r\max} \quad (4.33)$$

A Equação 4.32 é obtida a partir de um sistema de referência no rotor, sendo que para os circuitos (ciclos) contíguos e deslocados espacialmente de $2\pi/n$ rad, a corrente possuirá as mesmas frequências e amplitudes, porém defasada de $p.2\pi/n$.

Na Equação 4.34, tem-se a *fmm* gerada por um segundo ciclo adjacente ao ciclo considerado.

$$F_{ciclo2}(t, \theta_r) = \sum_{v=1}^{\infty} \left[K_v \cos\left(v\theta_r + s\omega_1 t - (v+p)\frac{2\pi}{n}\right) + K_v \cos\left(v\theta_r - s\omega_1 t - (v-p)\frac{2\pi}{n}\right) \right] \quad (4.34)$$

Seguindo o mesmo princípio, tem-se a força magnetomotriz (*fmm*) gerada por todos os ciclos do rotor.

$$F_r(t, \theta_r) = \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{v=1}^{\infty} \left[K_v \cos\left(v\theta_r + s\omega_1 t - i.(v+p)\frac{2\pi}{n}\right) + K_v \cos\left(v\theta_r - s\omega_1 t - i.(v-p)\frac{2\pi}{n}\right) \right] \quad (4.35)$$

Pode-se observar através da Equação 4.35 que a *fmm* irá existir apenas para os casos em que $v = p$, $v + p = \pm \lambda n$ e $v - p = \pm \lambda n$, sendo $\lambda = 1, 2, 3 \dots$. Considerando-se que v pode assumir apenas valores inteiros e positivos, tem-se que a *fmm* existirá apenas para as componentes em que $v = p$, $v = \lambda n \pm p$. Os harmônicos da *fmm* para $v = p$ são conhecidos como sendo a reação da armadura em relação aos harmônicos do lado do estator e os harmônicos da *fmm* de ordem $\lambda n \pm p$ são chamados de harmônicos da ranhura do rotor. A seguir, tem-se a expressão da forma de onda da *fmm* observada no lado do estator.

$$F_r(t, \theta) = F_{r1} \cos\left(\left(1 - \lambda \frac{n}{p}(1-s)\right)\omega_1 t + (\lambda n - p)\theta\right) + F_{r2} \cos\left(\left(1 + \lambda \frac{n}{p}(1-s)\right)\omega_1 t - (\lambda n + p)\theta\right) \quad (4.36)$$

De maneira similar, pode-se mostrar que as altas frequências das correntes do rotor e que são resultantes dos altos harmônicos da densidade de fluxo do estator, irão produzir uma forma de onda correspondente à *fmm* como sendo:

$$F_{r\mu}(t, \theta) = F_{r\mu1} \cos\left(\left(1 - \lambda \frac{n}{p}(1-s)\right)\omega_1 t + (\lambda n - \mu p)\theta\right) + F_{r\mu2} \cos\left(\left(1 + \lambda \frac{n}{p}(1-s)\right)\omega_1 t - (\lambda n + \mu p)\theta\right) \quad (4.37)$$

Multiplicando-se as forças magnetomotrizes encontradas nas Equações (4.36) e (4.37) pela permeabilidade do entreferro, têm-se as formas de onda da densidade de fluxo magnético que, consequentemente, irá induzir forças eletromotrizes (*fems*) nos enrolamentos do estator. Pelas Equações (4.36) e (4.37), pode-se perceber que irão surgir apenas componentes de frequências relacionadas com as ranhuras do rotor $(1 \pm \lambda n(1-s)/p)f_1$. Sendo estas frequências fortemente dependentes do número de pares de pólos, as mais significativas irão ocorrer quando o número de pares de pólos for o mesmo que o dos enrolamentos do motor.

Na situação de um curto circuito, tem-se uma nova série de forças magnetomotrizes, dadas por:

$$F_{add}(t, \theta) = \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} F_{addk} \cos(\omega_1 t - k\theta) \quad (4.38)$$

Consequentemente irão existir ondas de *fmm*s e densidades de fluxo magnético em todos os números de pares de pólos e em ambas as direções de rotação do campo girante, sendo que uma destas ondas terá o mesmo número de pares de pólos da densidade de fluxo principal do motor, porém em direção contrária a rotação. Como estas ondas possuem as mesmas frequências relacionadas com as ranhuras do rotor $(1 \pm \lambda n(1-s)/p)f_1$, não farão com que novas frequências

surjam nos espectros de fluxo magnético. Porém é esperado, apenas, variações nas amplitudes das frequências relacionadas com as ranhuras do rotor, quando da ocorrência de um defeito elétrico.

Estas componentes de frequências em $(1 \pm \lambda n(1 - s)/p)f_1$, podem, também, ser excitadas pelo desequilíbrio de fase, tendo-se que identificar quais frequências serão mais sensíveis a um ou outro defeito para que se possa chegar a um diagnóstico correto em relação à falha que compromete o funcionamento do motor.

4.3.2 Representação do curto circuito

Na Figura 4.6 tem-se uma bobina com três espiras e a representação de um curto circuito entre os pontos a e b.

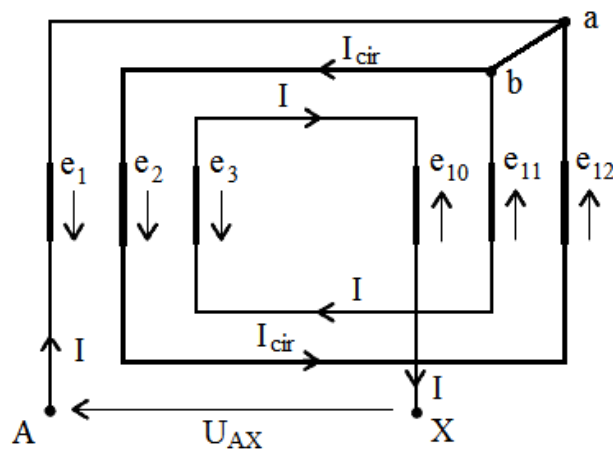


Figura 4. 6 - Curto Circuito Entre os Pontos a e b, Joksimovic (2000).

Pode-se verificar que o caminho da corrente que circula entre os pontos a e b é um circuito fechado. Tem-se, também, que o caminho entre A-X pode ser dividido em dois circuitos independentes. Dessa forma, tem-se um circuito percorrido pela corrente de fase (I) e outro circuito percorrido pela corrente de curto circuito (I_{cir}) e essas correntes irão produzir forças magnetomotrizes (f_{mms}) opostas. Causando uma diminuição da f_{mm} em toda a vizinhança do curto circuito.

Na presença do curto circuito tem-se uma bobina com menos espiras e consequentemente uma *fmm* menor. A *fmm* gerada pela corrente de curto circuito será oposta a *fmm* gerada pela corrente de fase na bobina. Para uma bobina com um número de espiras maior que o da Figura 4.6, pode-se fazer a mesma análise da corrente de curto circuito representando uma baixa isolamento.

Na maioria dos motores de indução trifásicos, as bobinas são isoladas umas das outras dentro das ranhuras e também nas cabeças das bobinas através de um material isolante. Dessa forma, a maior probabilidade de ocorrência do curto circuito é entre as espiras que pertencem a mesma bobina.

O curto circuito entre espiras irá provocar uma mudança na *fmm* gerada pela bobina em que existe o curto e, também, na indutância mutua entre essa fase e todos os demais circuitos da máquina elétrica.

A análise do espectro de frequência do fluxo no entreferro irá fornecer informações sobre as características de funcionamento da máquina de indução. As ocorrências de problemas nos enrolamentos do estator ou na gaiola do rotor irão resultar em mudanças na distribuição dos harmônicos de espaço no entre ferro da máquina. Isto irá modificar o espectro referente a assinatura da máquina, possibilitando a identificação da falha.

4.3.3 Identificação das falhas de curto circuito e desequilíbrio de fases.

Segundo Thomson (2001), pode existir um tempo de operação do motor antes que o curto entre espiras evolua para curto-circuito entre fase-terra e fase-fase, o que justifica o desenvolvimento de sistemas de detecção de falhas.

Através das análises supra citadas, pode-se dizer que a presença de uma anormalidade no circuito do rotor e ou no circuito do estator irá proporcionar um distúrbio na densidade de fluxo magnético que atravessa o entre ferro da máquina, causando uma modificação no espectro de

referência e que podem ser identificadas através da análise das componentes de frequências em: $(1 \pm \lambda n(1 - s)/p)f_1$.

Foi montada uma bancada de testes experimentais, descrita no Capítulo 5, para que se pudesse verificar o efeito do curto circuito, desequilíbrio de fase e barras quebradas na análise de fluxo magnético. O motor de indução trifásico utilizado possui os seguintes parâmetros: rotor gaiola, 5 CV, 1730 rpm, 220 V, 60 Hz, 4 pólos, 44 barras e 36 ranhuras.

Na Figura 4.7, tem-se o espectro de fluxo magnético da bobina 3 para o motor funcionando com 100 % de carga na condição sem defeito.

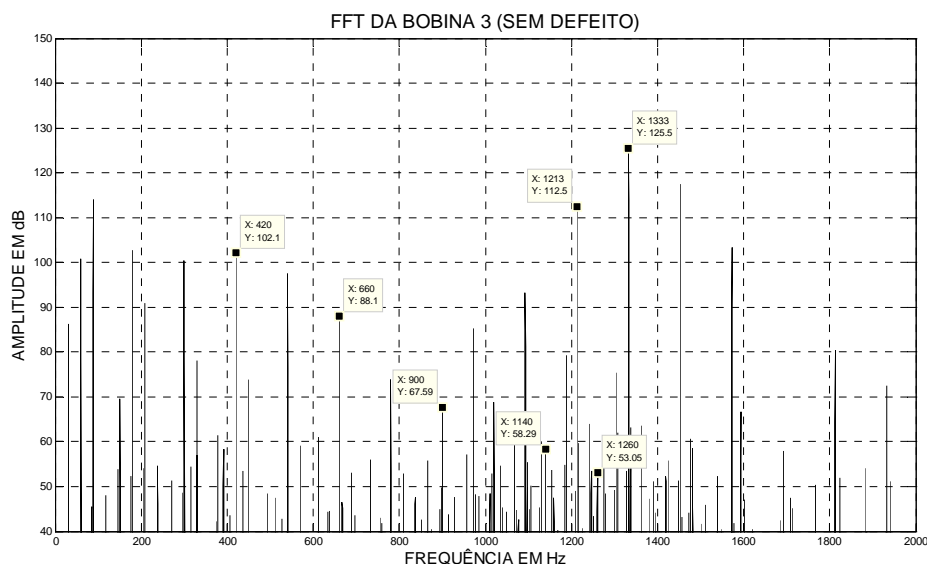


Figura 4. 7 - Espectro de Fluxo sem defeito.

Na Figura 4.8, tem-se o espectro de fluxo magnético da bobina 3 para o motor funcionando com 100 % de carga e quatro espiras curto circuitadas.

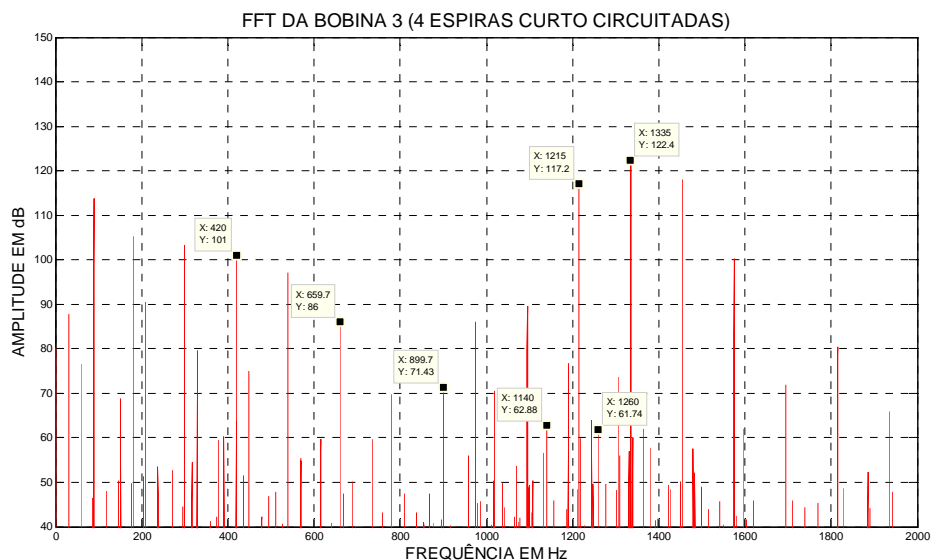


Figura 4. 8 - Espectro de Fluxo na condição de curto circuito.

Nos espectros de fluxo magnético das figuras acima, pode-se observar claramente os harmônicos de frequências dependentes da rede de alimentação, $f_l = 60\text{Hz}$, (420, 660, 900, 1140 e 1260 Hz). Têm-se, também, os harmônicos da frequência principal de passagem de ranhuras, $(1 \pm \lambda n(1 - s)/p)f_l$, para $\lambda = 1$, $n = 44$, $s = 0,36$, $p = 2$ e $f_l = 60$ (1212,48 e 1332,48 Hz).

Diante das frequências características do motor elétrico: frequência de passagem de ranhuras $(1 \pm \lambda n(1 - s)/p)f_l$ e harmônicos da frequência de rede $1xf_l$, $2xf_l$, $3xf_l$, ..., foi realizado um estudo extremamente minucioso para a identificação das principais frequências que são excitadas pelo curto circuito e desequilíbrio de fase.

Segundo Nandi (2000), o 21º harmônico rede (1260 Hz) está sempre presente quando há uma falha no estator. Após a comparação de mais de 1000 espectros de fluxo magnético, pôde-se verificar que os harmônicos 19º e 21º da rede de alimentação foram os mais excitados pela inserção do curto circuito e desequilíbrio de fases. Sendo assim, esses harmônicos serão considerados até o final do texto como sendo frequências características para identificação do curto circuito e desequilíbrio de fase.

Comparando-se os dois espectros das Figuras 4.7 e 4.8, torna-se extremamente difícil a visualização das componentes de frequência de passagem de ranhuras que mais foram excitadas pelas falhas de curto circuito e desequilíbrio de fase.

Diante de tal dificuldade, este trabalho propõe que se aplique a técnica do envelope, que é muito utilizada na detecção de falhas em rolamentos, para a visualização das componentes das frequências de passagem de ranhura que mais são excitadas pelas falhas elétricas introduzidas.

Dessa forma, após a aplicação da técnica do envelope na faixa de frequência de 700 a 2000 Hz, obteve-se um espectro de fluxo em baixa frequência em que as componentes de frequência de passagem de ranhura se tornaram extremamente fáceis de serem visualizadas e comparadas umas com as outras.

Na Figura 4.9, tem-se o espectro de fluxo magnético da bobina 3, após a aplicação da técnica do envelope, para o motor funcionando com 100 % de carga na condição sem defeito.

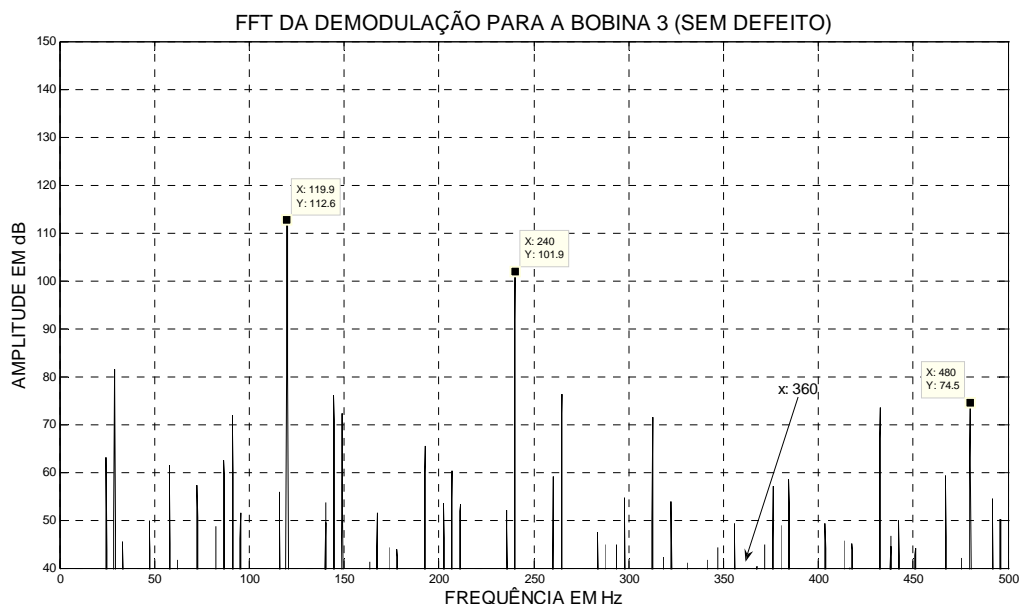


Figura 4. 9 - Espectro de fluxo demodulado para situação sem defeito.

Na Figura 4.10, tem-se o espectro de fluxo magnético da bobina 3, após a aplicação da técnica do envelope, para o motor funcionando com 100 % de carga e quatro espiras curto circuitadas.

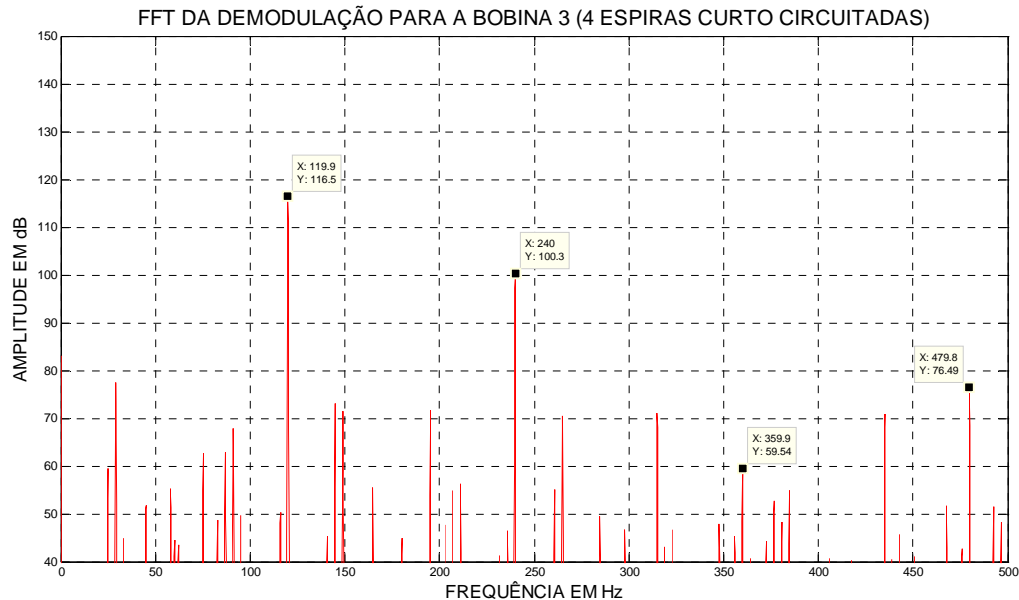


Figura 4. 10 - Espectro de fluxo demodulado para situação de 4 espiras curto circuitadas.

Nos espectros de fluxo magnético das figuras acima, pode-se observar claramente a demodulação das componentes de frequências de passagem de ranhura (120, 240, 360 e 480 Hz).

Após a comparação de mais de 1000 espectros de fluxo magnético, pôde-se verificar que as componentes de frequências demoduladas em 360 e 480 Hz foram as mais excitadas pela inserção do curto circuito e desequilíbrio de fases.

Sendo assim, esses harmônicos serão considerados até o final do texto como sendo frequências características para identificação do curto circuito e desequilíbrio de fase e serão referenciados como sendo 6º harmônico demodulado e 8º harmônico demodulado.

4.4 Barras quebradas.

Em um motor de indução trifásico com rotor de gaiola, barras quebradas ou trincadas perturbam o fluxo magnético fazendo flutuar a frequência do rotor e, conseqüentemente, a rotação e a corrente do motor, Almeida (1994).

Vários autores têm pesquisado o problema de barras quebradas e o desenvolvimento de técnicas para realizar o seu diagnóstico: Williamson (1982), Elkasabgy (1986), Kliman (1986), Kliman (1989), Cho (1992), Elkasabgy (1992), Walliser (1994), Penman (1996), Milimonfared (1998), Brito (2002), Lamim Filho (2003), Baccarini (2005), Silva (2006).

Segundo Thomson (2001), as razões para quebras e trincas de barras ou de anéis podem ser provenientes de várias partidas sucessivas do motor, sobrecarga, vibrações, excentricidade, problemas de fabricação e fadiga.

Em condições normais de funcionamento, uma seqüência positiva de tensão é aplicada no enrolamento do estator da máquina de indução trifásica. Isto irá resultar num campo magnético girante que atravessa o entre ferro e induz uma corrente elétrica no rotor com a frequência ($f_s = s \times f_l$), sendo s o escorregamento e f_l a frequência de rede (60 Hz).

A corrente do rotor irá induzir um campo magnético que irá girar na mesma direção do campo no estator (*forward-rotating*) e outro campo que irá girar na direção contrária ao campo do estator (*backward-rotating*). Se o enrolamento do rotor for perfeitamente simétrico, o campo na direção *forward* irá se somar ao campo do estator, enquanto que as componentes do campo na direção *backward* irão se cancelar, Walliser (1994).

Entretanto, se a simetria do rotor é rompida através da quebra de uma barra, as componentes do campo na direção *backward* não irão se cancelar. A detecção da presença das componentes que giram na direção *backward* é a base das técnicas de monitoramento. As técnicas mais comuns para a detecção destes campos adicionais, que giram na direção *backward*, envolvem o monitoramento dos espectros de corrente e/ou fluxo do motor. O surgimento de

barras quebradas no rotor irá aumentar as componentes da corrente do estator relacionada com a frequência característica dada pela Equação 4.39, onde f_l é a frequência de rede e s o escorregamento, Walliser (1994).

$$f_{bb} = (1 - 2s)f_l \quad (4.39)$$

A figura 4.11 mostra claramente as barras quebradas num motor de 200HP.

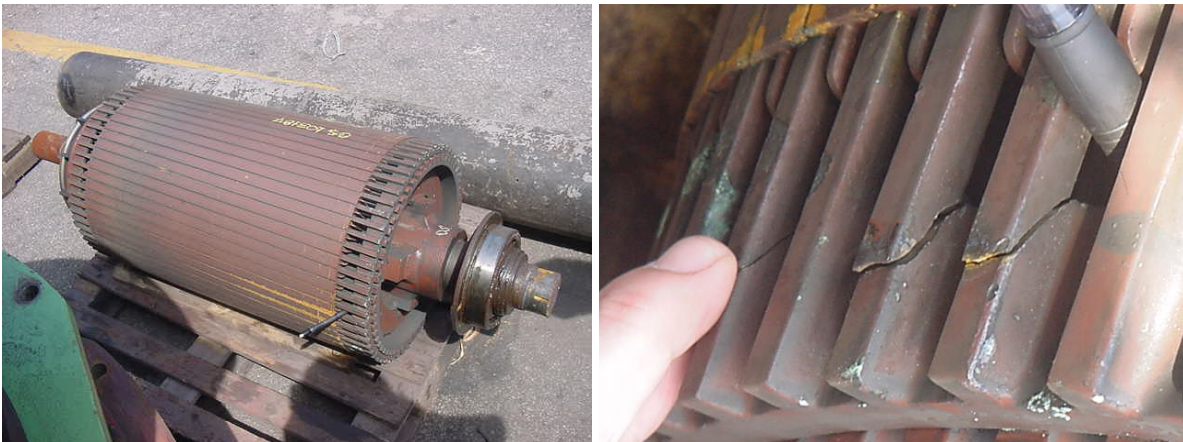


Figura 4. 11 - Exemplo de rotor com barras quebradas.

A detecção do problema de barras quebradas é feita pela verificação das bandas laterais de duas vezes a frequência da corrente induzida no rotor (f_s) em torno da frequência de linha (f_l). Quanto menor a diferença em dB das duas amplitudes, maior o número de barras quebradas conforme ilustrado na figura abaixo.

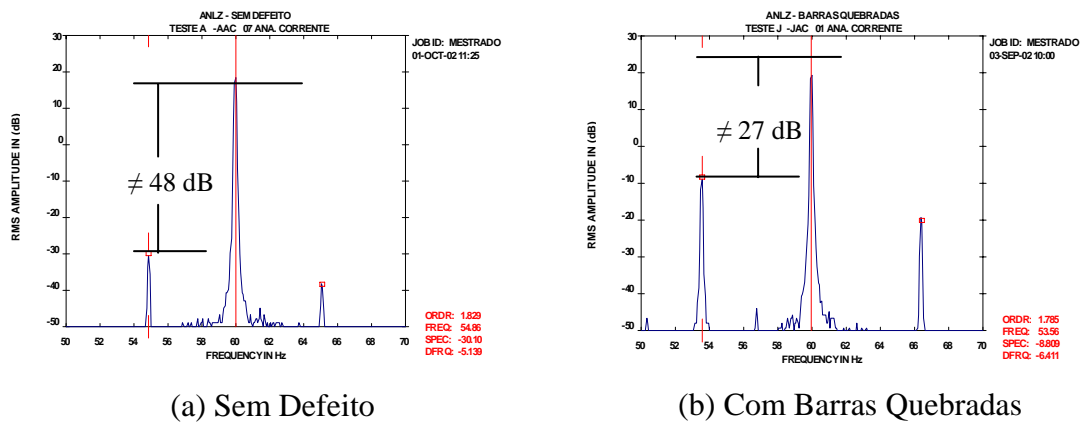


Figura 4. 12 - Espectro com Barras Quebradas.

Capítulo 5

Bancada Experimental e Fontes de Excitação

Neste capítulo apresentam-se a bancada experimental e os espectros coletados através da análise de fluxo magnético com a bobina de fluxo proposta. Os experimentos foram realizados para a condição normal de funcionamento e para as excitações de curto circuito, desequilíbrio de fase e barras quebradas.

5.1 Descrição da bancada experimental

Na Figura 5.1 tem-se uma vista geral da bancada experimental utilizada para a montagem do banco de dados para o monitoramento on-line de motores de indução trifásicos através da análise de fluxo magnético.

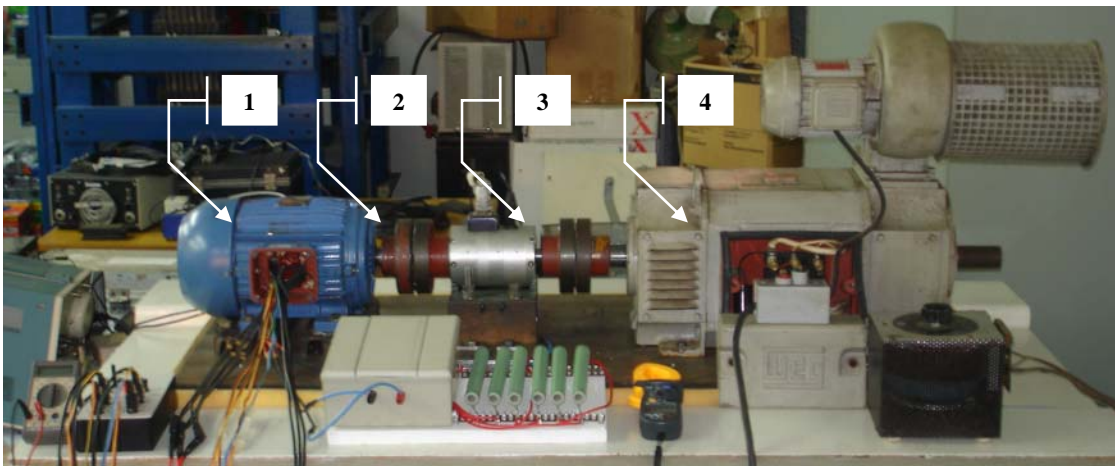


Figura 5. 1 - Bancada experimental.

Na Figura 5.2 tem-se uma vista geral do sistema de aquisição de dados utilizado para a coleta dos sinais e para o monitoramento on-line através da análise de fluxo magnético.

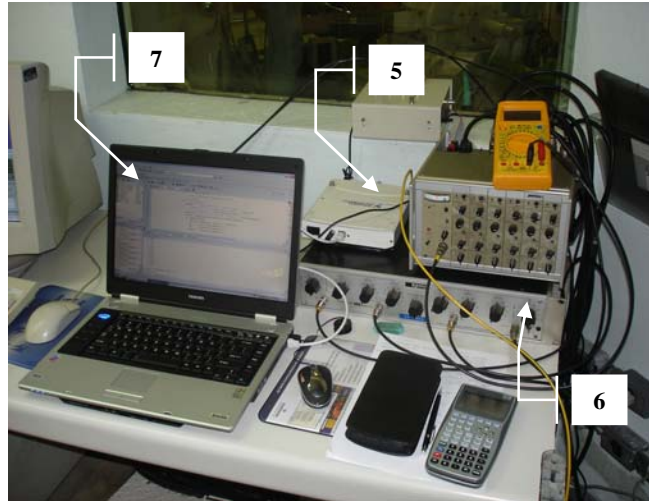


Figura 5. 2 - Sistema de aquisição de dados.

A bancada experimental foi montada no Laboratório de Vibrações e Projetos Mecânicos do Departamento de Projeto Mecânico da FEM-UNICAMP.

Os defeitos foram introduzidos num motor de indução trifásico [1], WEG (FH 88747), rotor gaiola, 5 CV, 1730 rpm, 220 V, 60 Hz, 4 pólos, categoria N, 44 barras, 36 ranhuras, rolamento SKF 6205-2Z, ID-1, carcaça 100L, classe de isolamento B, FS 1,15, I_p/I_n 7,5, IP 55, 13,8 A, gentilmente cedido pela WEG Motores.

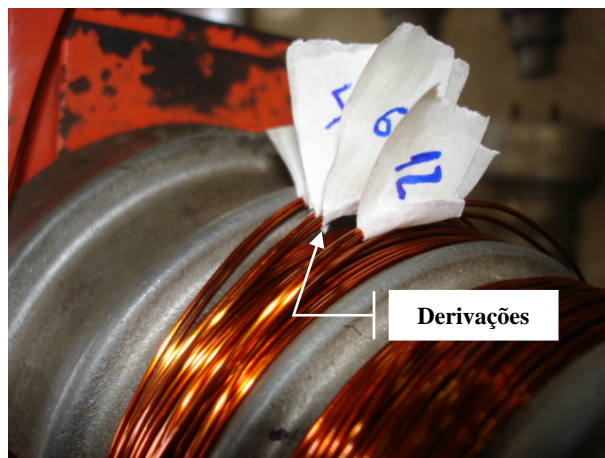
Um gerador CC [4] alimentando um banco de resistência é utilizado como sistema de carga. Variando-se a corrente de excitação do campo do gerador CC, consegue-se, conseqüentemente, variação da carga do motor.

O gerador está acoplado ao motor elétrico através de acoplamentos flexíveis [2] e um torquímetro da *S. Himmelstein and Company*, modelo MCRT 9-02T(1-3), 0-7500 rpm, bi direcional e torque máximo de 1000 *LB-IN* [3] que serviu para garantir a mesma condição de funcionamento em todos os testes realizados.

O motor de indução foi modificado de modo a possibilitar testes de falhas elétricas, tais como barras quebradas ou trincadas do rotor e baixa isolamento entre espiras do enrolamento do estator.

Para simular uma baixa isolamento, entre espiras de uma mesma fase, foram extraídas quatro derivações em uma bobina, Figuras 5.3a.

Essas derivações foram dispostas externamente e ligadas em série (duas de cada vez) com um banco de resistência, Figura 5.3b, de $1\ \Omega$, 100 Watts (cada uma) conectadas em paralelo e que são adicionadas ao circuito por meio de um grupo de disjuntores para que se controle a intensidade da corrente elétrica mantendo-se sempre a carga nominal do motor.



(a) Derivações Retiradas do Motor



(b) Banco de Resistores

Figura 5. 3 - Rebobinamento do Motor para simular a Baixa Isolação.

Na Figura 5.4 tem-se a representação dos enrolamentos do motor de indução da bancada e na Figura 5.5a tem-se a localização das derivações retiradas da Fase A (preta) do motor e na Figura 5.5b tem-se os enrolamentos em suas respectivas ranhuras. Cada bobina é constituída por 26 espiras com bitola do fio igual a 16. Como cada fase é formada por 6 bobinas, tem-se o total de 156 espiras por fase.

Portanto, a configuração permite analisar baixa isolamento (curto-circuito) entre, no mínimo, duas espiras e, no máximo, 10 espiras para a fase A, correspondendo aos percentuais de 1,2% ($2/156$) e 6, 4% ($10/156$) de baixa isolamento.

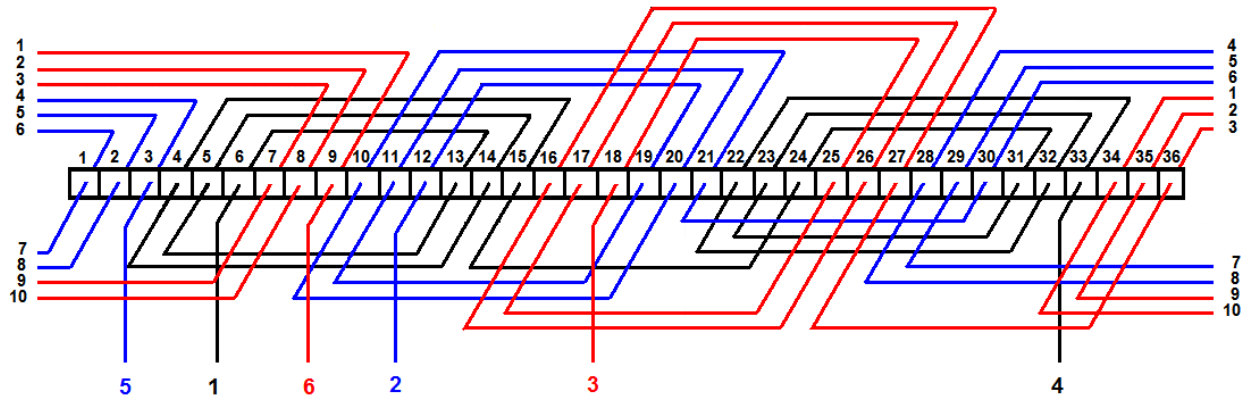
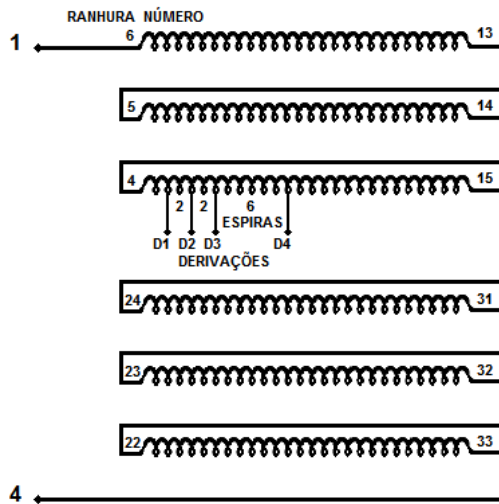
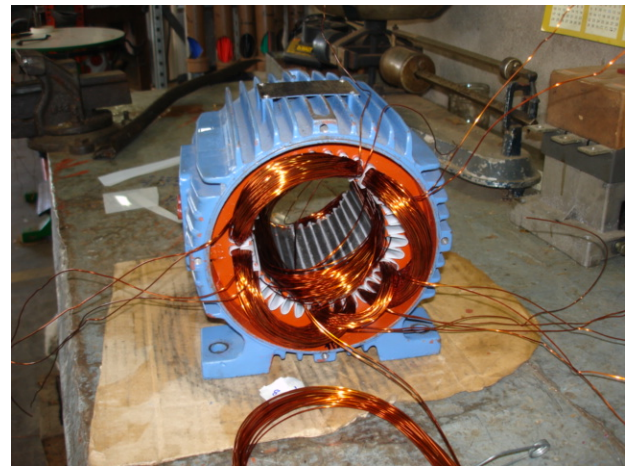


Figura 5. 4 - Representação das Bobinas no Estator.



(a) Derivações da Fase A (preta).

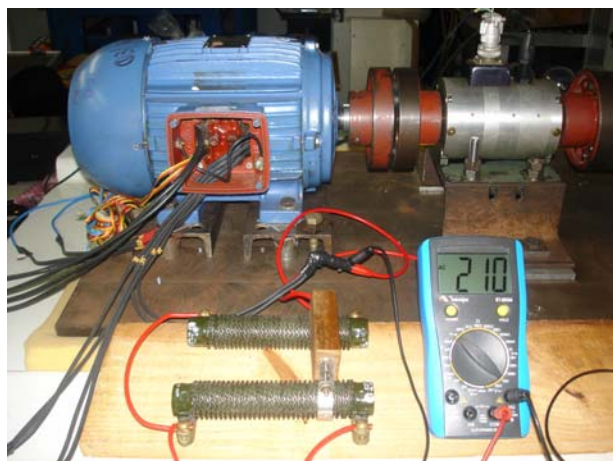


(b) Rebobinamento do motor.

Figura 5. 5 - Bobinas do motor.

A excitação por desequilíbrio de fase foi obtida inserindo-se uma resistência variável em série com uma das fases de alimentação do motor elétrico. Na Figura 5.6a, têm-se o resistor variável ligado em série numa das fases de alimentação do motor.

Para a simulação de barras quebradas, usou-se um rotor que já possui o rompimento de 7 barras, feito através de uma broca com diâmetro de 5 mm. Na Figura 5.6b tem-se uma vista do rotor com as sete barras rompidas.



(a) Resistor em série com uma das fases.



(b) Rotor com as sete barras rompidas.

Figura 5. 6 - Falhas inseridas.

Foram coletados 2700 espectros numa série de 50 testes para cada excitação (sem defeito, curto-circuito de 2 espiras, curto-circuito de 4 espiras, curto-circuito de 6 espiras, curto-circuito de 10 espiras, desequilíbrio de fase e barras quebradas) e repetidos aleatoriamente sobre as mesmas condições de carga consideradas, 80%, 90% e 100%.

Este trabalho exaustivo e laborioso garantiu a montagem de um banco de dados, imprescindível para a validação do transdutor (bobina de fluxo) implementado dentro do motor, validação das análises realizadas para detecção da baixa isolamento, desequilíbrio de fase e barras quebradas, bem como para a implementação do sistema de monitoramento *on-line*.

Para aquisição dos dados, usou-se a placa *NI-6251* [5] da *National Instruments*. Essa possui 16 canais analógicos de entrada que podem amostrar em até 200 kHz e 2 contadores digitais de 24 bits cada. As entradas analógicas possuem resolução de 16 bits. Os sinais de tensão das bobinas implementadas foram submetidos a um filtro *anti-aliasing* [6] com frequência de corte de 2 kHz.

Para a implementação do algoritmo de aquisição de dados, monitoramento e diagnóstico de falhas *on-line* foi usado o software *Matlab 2006b* [7].

5.2 Testes de baixa isolação e desequilíbrio de fase

Os espectros de fluxo magnético foram coletados através das bobinas de fluxo 1, 2 e 3 descritas no Capítulo 2.

O programa para aquisição dos sinais foi configurado para uma frequência de amostragem de 5 kHz, 20480 pontos, sendo as amplitudes apresentadas em dB. Os espectros de fluxo magnético em dB são referenciados à tensão de 0.1 V.

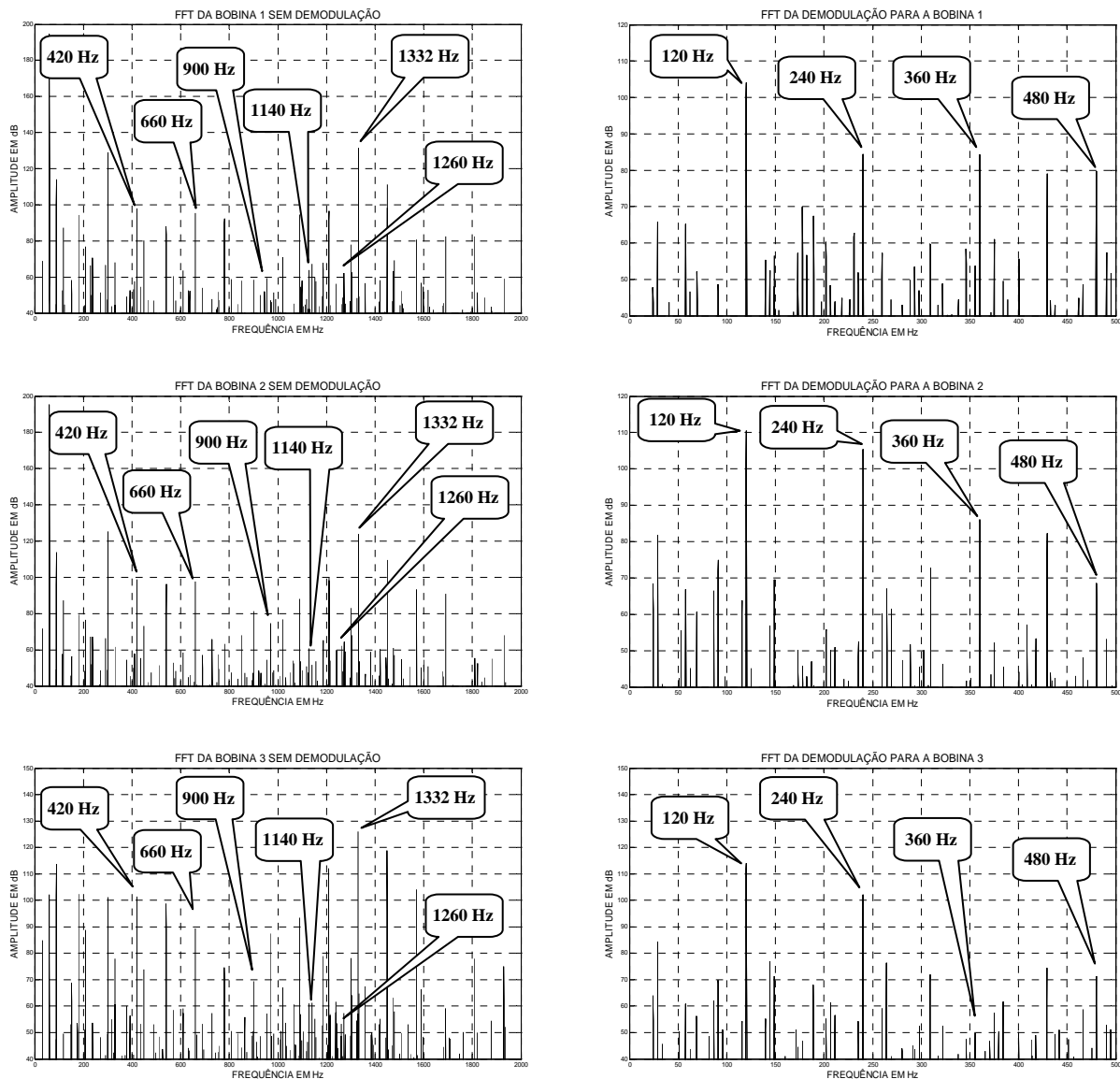
Para validação das frequências características de detecção de baixa isolação entre espiras e desequilíbrio de fase, foram realizados vários testes durante um ano, em épocas e horários diferentes, caracterizando as diversas situações em que o motor é submetido numa planta fabril.

Os seguintes procedimentos foram adotados:

- A corrente de curto-circuito foi limitada em 10 ampères, inserindo um resistor entre os terminais das espiras em curto-circuito. Dessa forma, pôde-se garantir que o motor iria funcionar por um tempo indeterminado e sem o comprometimento da isolação do mesmo. Caracterizando-se um início de uma real situação de baixa isolação entre espiras.
- Para a situação de desequilíbrio de fases o motor foi submetido às tensões: $V_{ab} = 210\text{ V}$, $V_{bc} = 210\text{ V}$ e $V_{ca} = 220\text{ V}$.
- Após o ensaio de cada situação de curto-circuito e desequilíbrio de fases, a condição sem defeito foi analisada. Este procedimento permite analisar se os curto-circuitos ou o desequilíbrio de fases modificaram ou não as características do motor.

5.2.1 Condição normal de funcionamento com 100% de carga

Na Figura 5.7 tem-se um espectro das bobinas 1, 2 e 3 de 0 a 2 kHz sem demodulação e suas respectivas demodulações de 0 a 500 Hz, escolhidos aleatoriamente, para a condição normal de funcionamento do motor elétrico.



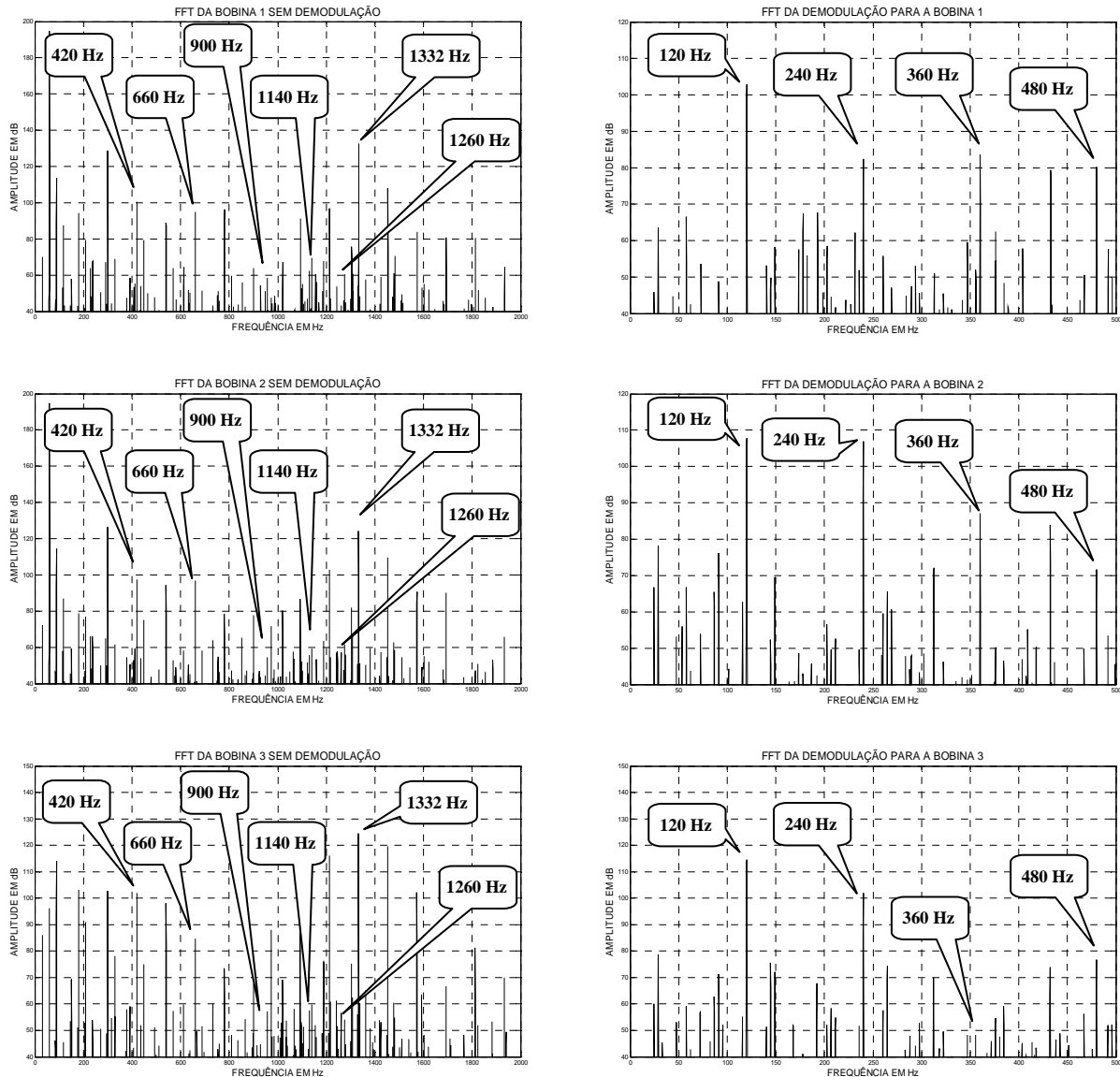
(a) Espectro sem demodulação.

(b) Espectro demodulado.

Figura 5.7 - Espectros de fluxo magnético sem defeito e 100% de carga.

5.2.2 Curto circuito de duas espiras com 100% de carga

Na Figura 5.8 tem-se um espectro das bobinas 1, 2 e 3 de 0 a 2 kHz sem demodulação e suas respectivas demodulações de 0 a 500 Hz, escolhidos aleatoriamente, para a condição de curto circuito com duas espiras.

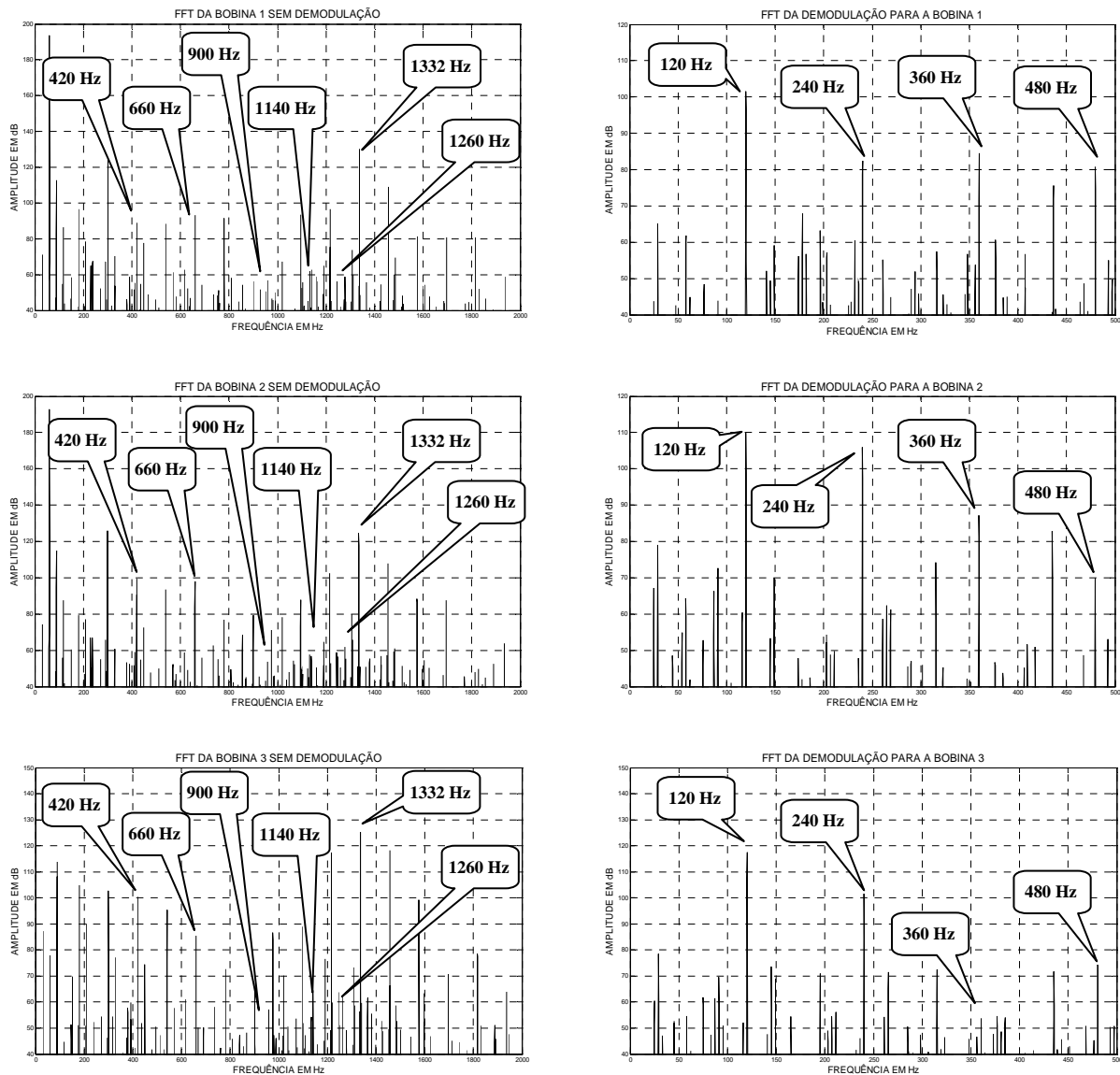


(a) Espectro sem demodulação. (b) Espectro demodulado.

Figura 5. 8 - Espectros de fluxo magnético com 2 espiras curto circuitadas e 100% de carga.

5.2.3 Curto circuito de quatro espiras com 100% de carga

Na Figura 5.9 tem-se um espectro das bobinas 1, 2 e 3 de 0 a 2 kHz sem demodulação e suas respectivas demodulações de 0 a 500 Hz, escolhidos aleatoriamente, para a condição de curto circuito com quatro espiras.



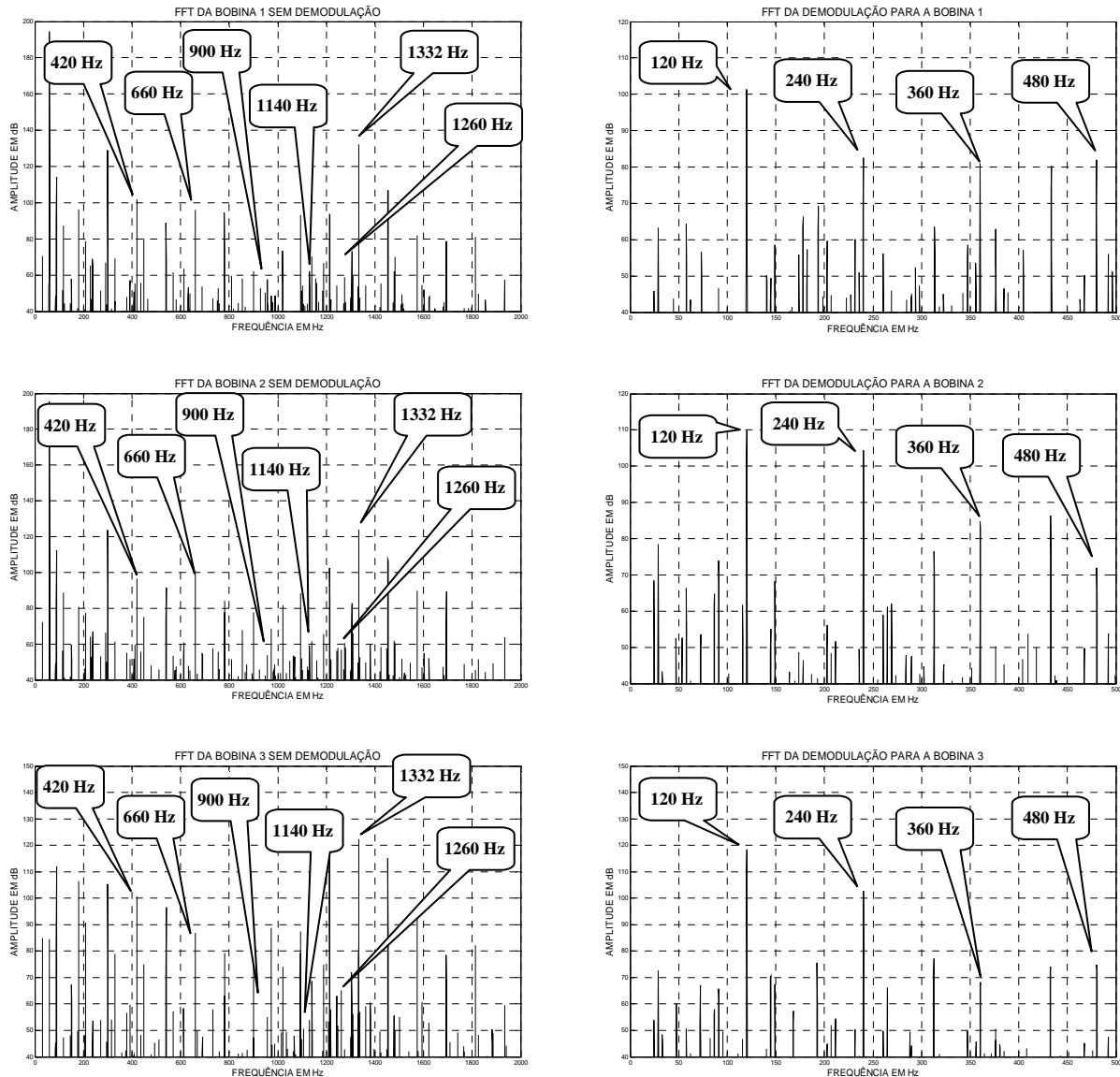
(a) Espectro sem demodulação.

(b) Espectro demodulado.

Figura 5. 9- Espectros de fluxo magnético com 4 espiras curto circuitadas e 100% de carga.

5.2.4 Curto circuito de seis espiras com 100% de carga

Na Figura 5.10 tem-se um espectro das bobinas 1, 2 e 3 de 0 a 2 kHz sem demodulação e suas respectivas demodulações de 0 a 500 Hz, escolhidos aleatoriamente, para a condição de curto circuito com seis espiras.



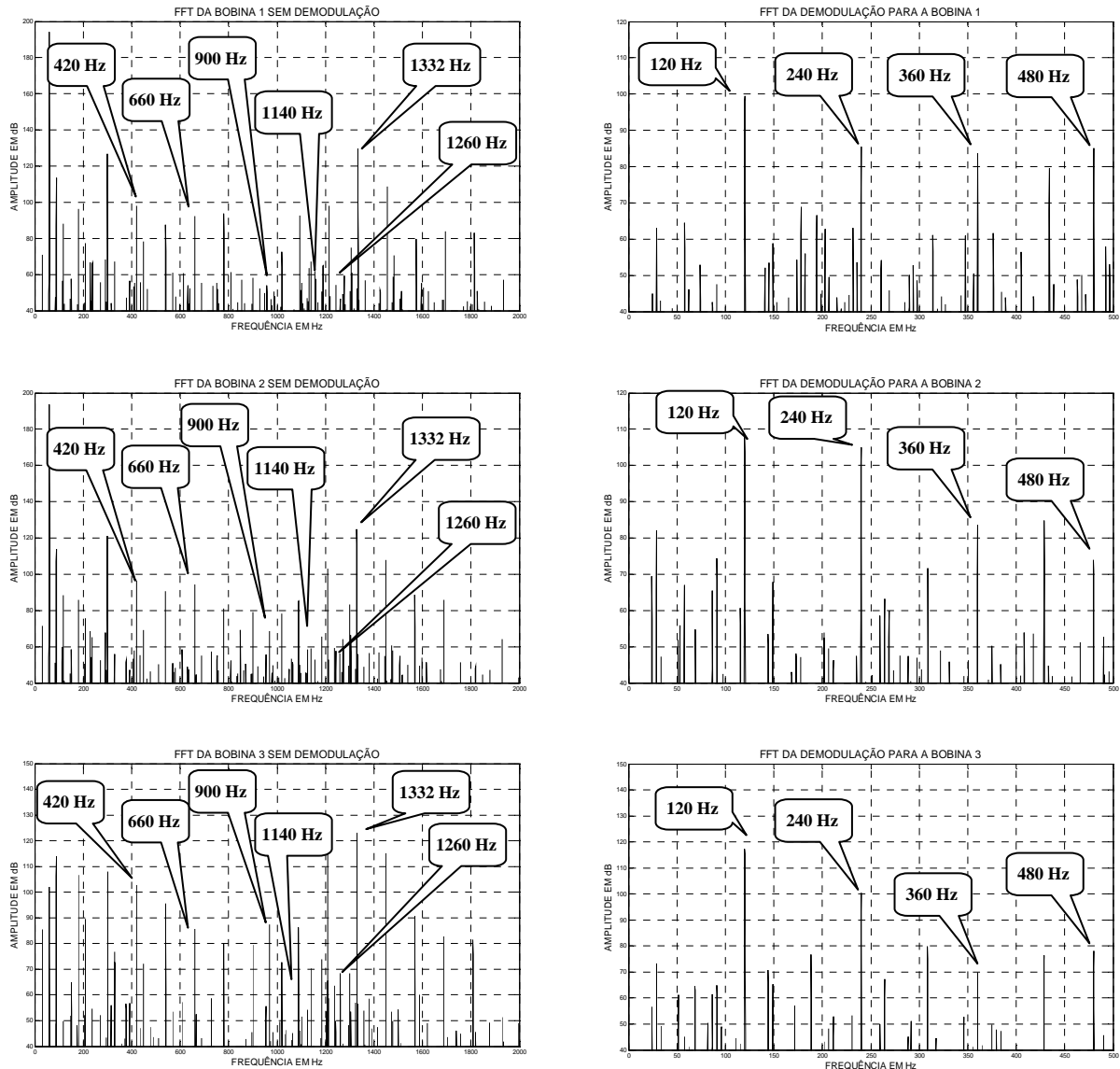
(a) Espectro sem demodulação.

(b) Espectro demodulado.

Figura 5. 10 - Espectros de fluxo magnético com 6 espiras curto circuitadas e 100% de carga.

5.2.5 Curto circuito de dez espiras com 100% de carga

Na Figura 5.11 tem-se um espectro das bobinas 1, 2 e 3 de 0 a 2 kHz sem demodulação e suas respectivas demodulações de 0 a 500 Hz, escolhidos aleatoriamente, para a condição de curto circuito com dez espiras.



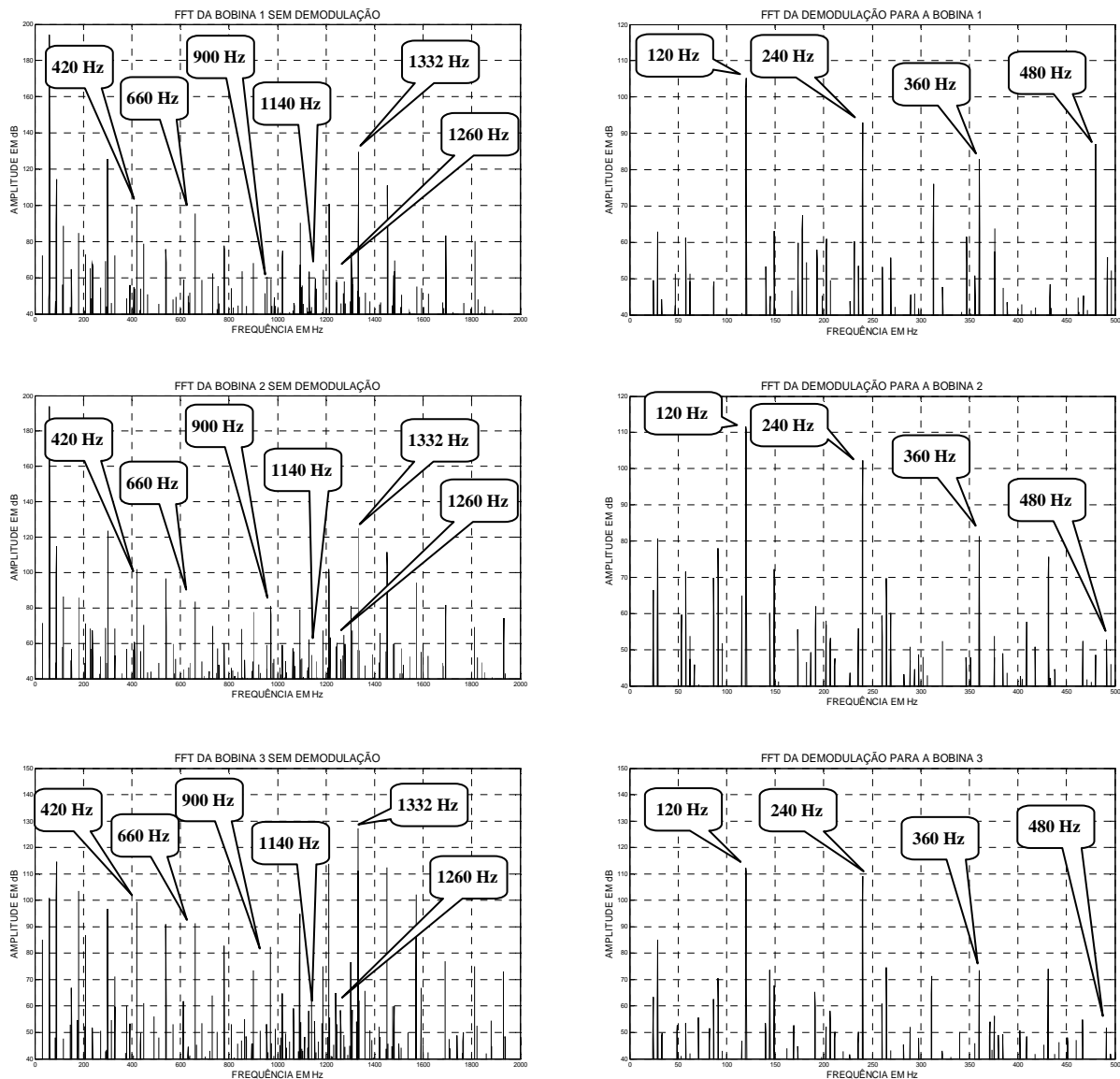
(a) Espectro sem demodulação.

(b) Espectro demodulado.

Figura 5. 11 - Espectros de fluxo magnético com 10 espiras curto circuitadas e 100% de carga.

5.2.6 Desequilíbrio de fase com 100% de carga

Na Figura 5.12 tem-se um espectro das bobinas 1, 2 e 3 de 0 a 2 kHz sem demodulação e suas respectivas demodulações de 0 a 500 Hz, escolhidos aleatoriamente, para a condição de desequilíbrio de fases.

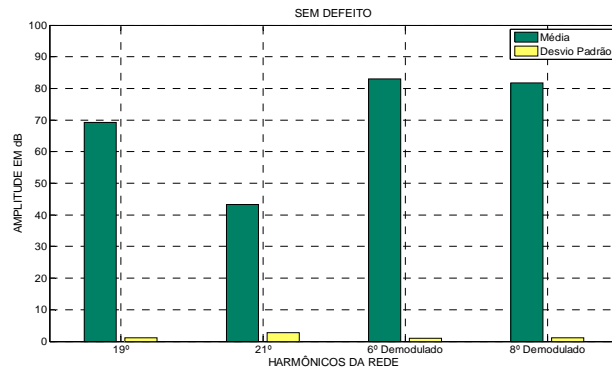


(a) Espectro sem demodulação.

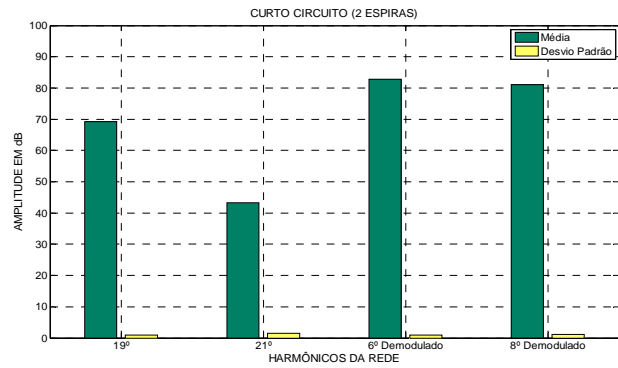
(b) Espectro demodulado.

Figura 5. 12 - Espectros de fluxo magnético para o desequilíbrio de fases e 100% de carga.

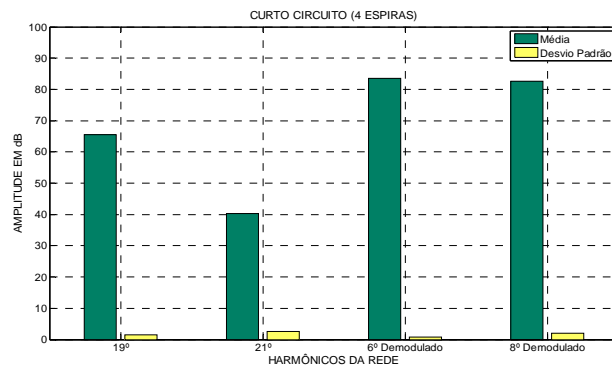
Na Figura 5.13 têm-se, para a bobina 1, a média e o desvio padrão das frequências características para os cinquenta testes realizados com 100% de carga.



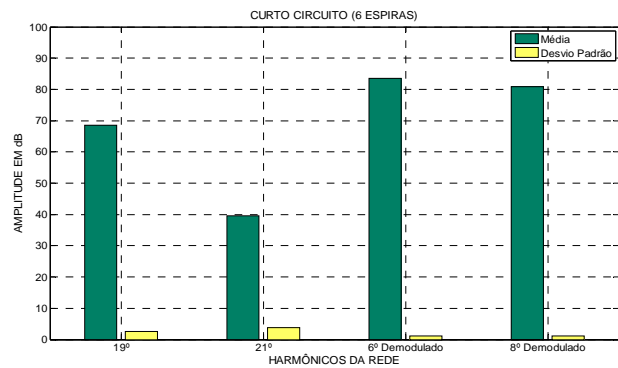
Harmônico	19	21	6	8
Média	69,16	43,28	83,02	81,70
Desv. Pad.	1,17	2,67	0,89	1,17



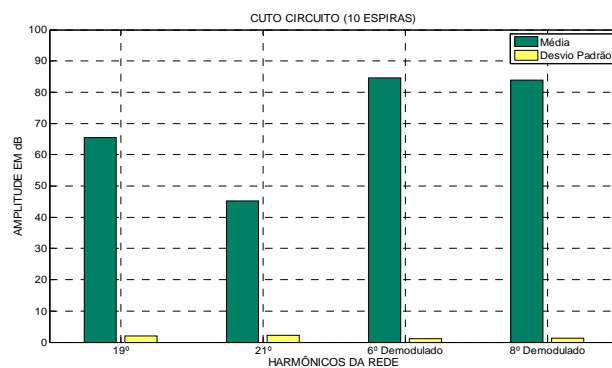
Harmônico	19	21	6	8
Média	69,17	43,30	82,79	80,97
Desv. Pad.	1,04	1,42	1,02	1,10



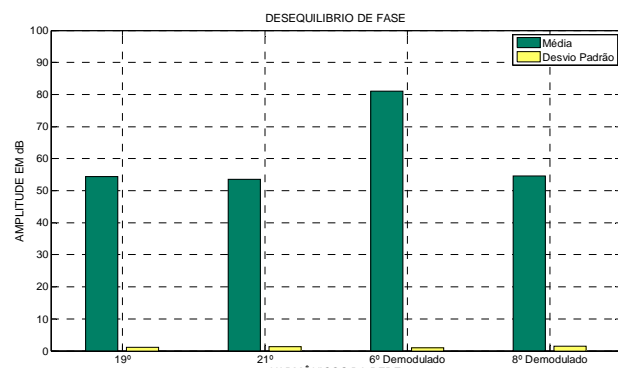
Harmônico	19	21	6	8
Média	65,49	40,38	83,55	82,68
Desv. Pad.	1,52	2,62	0,81	2,03



Harmônico	19	21	6	8
Média	68,45	39,57	83,51	80,79
Desv. Pad.	2,62	3,70	1,16	1,10



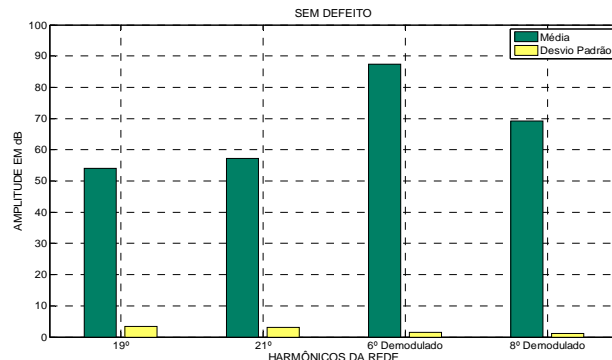
Harmônico	19	21	6	8
Média	65,51	45,15	84,65	83,79
Desv. Pad.	1,95	2,18	1,14	1,40



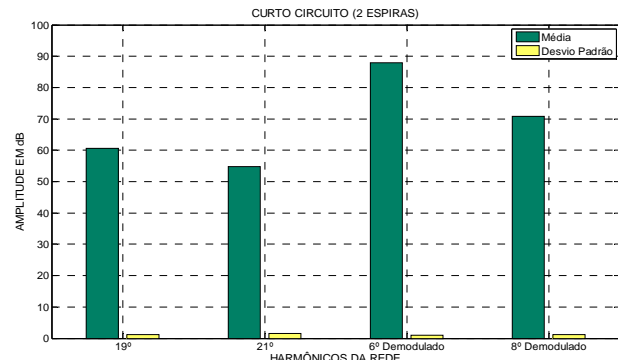
Harmônico	19	21	6	8
Média	55,02	53,45	80,97	54,60
Desv. Pad.	1,12	1,29	1,02	1,47

Figura 5. 13 - Média e desvio padrão para a bobina 1.

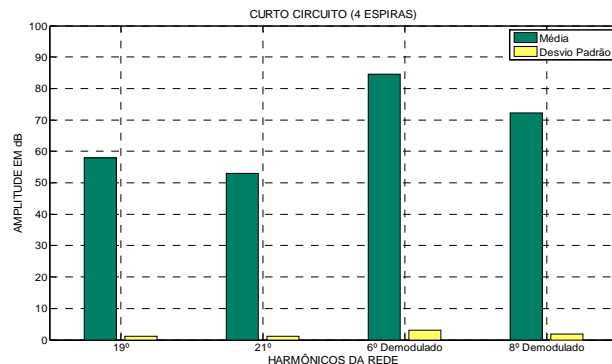
Na Figura 5.14 têm-se, para a bobina 2 a média e o desvio padrão das frequências características para os cinquenta testes realizados com 100% de carga.



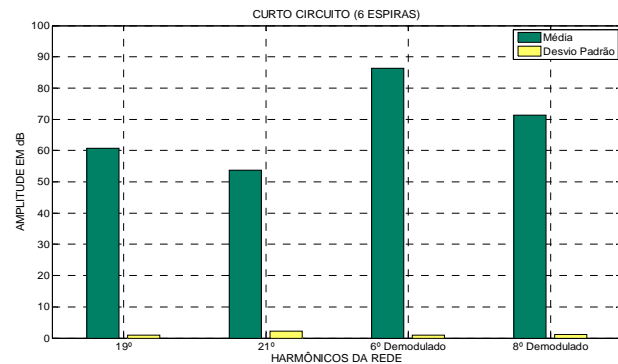
Harmônico	19	21	6	8
Média	54,13	57,25	87,39	69,26
Desv. Pad.	3,49	3,13	1,47	1,11



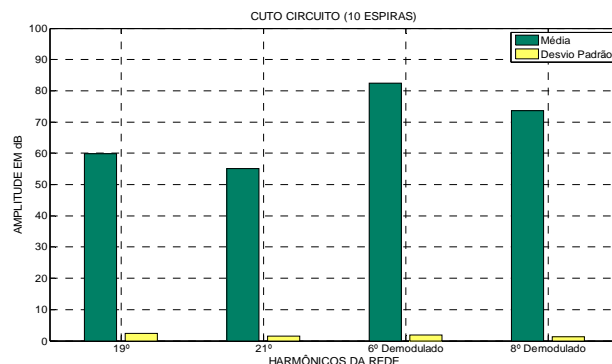
Harmônico	19	21	6	8
Média	60,65	54,72	87,97	70,76
Desv. Pad.	1,08	1,57	1,04	1,06



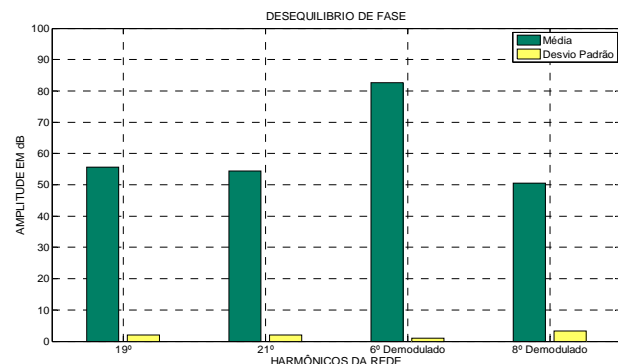
Harmônico	19	21	6	8
Média	57,89	53,07	84,50	72,16
Desv. Pad.	1,22	1,19	3,04	1,80



Harmônico	19	21	6	8
Média	60,81	53,70	86,32	71,30
Desv. Pad.	0,96	2,23	1,04	1,13



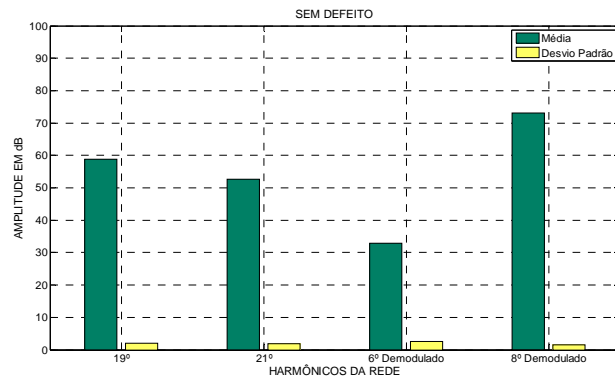
Harmônico	19	21	6	8
Média	59,96	55,12	82,42	73,66
Desv. Pad.	2,40	1,44	1,84	1,34



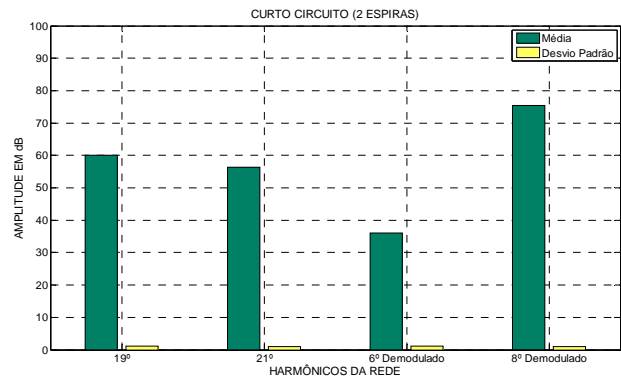
Harmônico	19	21	6	8
Média	55,61	54,49	82,55	50,61
Desv. Pad.	1,96	2,02	0,91	3,18

Figura 5. 14 - Média e desvio padrão para a bobina 2.

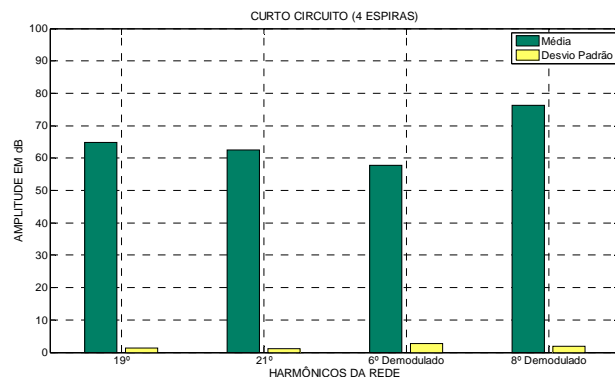
Na Figura 5.15 têm-se, para a bobina 3, a média e o desvio padrão das frequências características para os cinquenta testes realizados com 100% de carga.



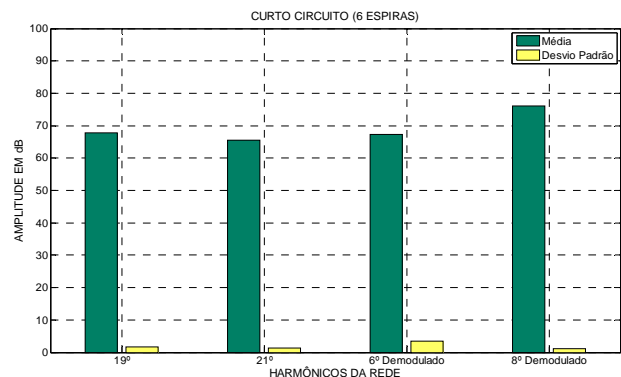
Harmônico	19	21	6	8
Média	58,76	52,59	32,89	73,18
Desv. Pad.	1,96	1,84	2,50	1,54



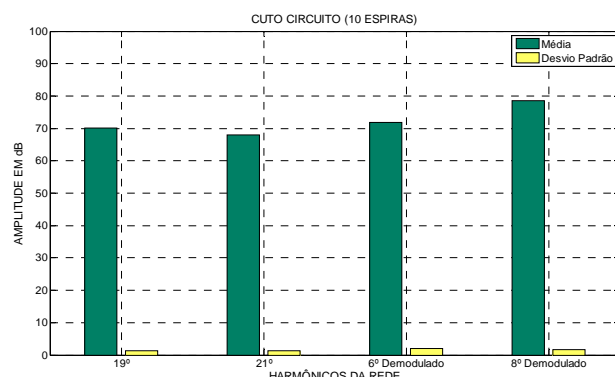
Harmônico	19	21	6	8
Média	60,12	56,43	35,99	75,33
Desv. Pad.	1,07	1,02	1,05	1,01



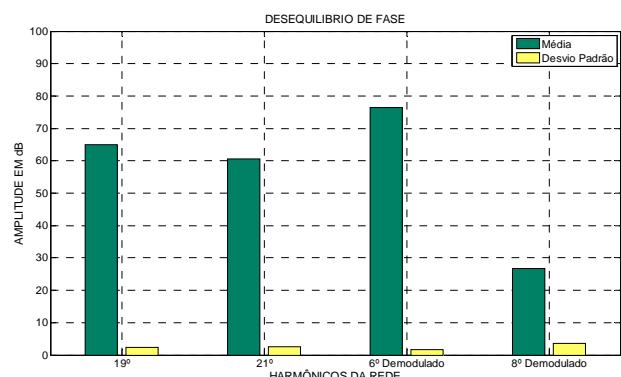
Harmônico	19	21	6	8
Média	64,87	62,47	57,67	76,35
Desv. Pad.	1,33	1,19	2,68	1,90



Harmônico	19	21	6	8
Média	67,89	65,60	67,35	76,02
Desv. Pad.	1,64	1,35	3,49	1,11



Harmônico	19	21	6	8
Média	70,09	68,00	71,84	78,54
Desv. Pad.	1,25	1,24	1,99	1,67



Harmônico	19	21	6	8
Média	60,04	60,62	76,53	26,66
Desv. Pad.	2,43	2,51	1,65	3,57

Figura 5. 15- Média e desvio padrão para a bobina 3.

Na Figura 5.16 têm-se para as bobina 1, 2 e 3, respectivamente, o gráfico de tendência da média das amplitudes das frequências características dos cinquenta testes realizados nas situações sem defeito, curto circuito de 2 espiras, curto circuito de 4 espiras, curto circuito de 6 espiras, curto circuito de 10 espiras e desequilíbrio de fase com 100% de carga.

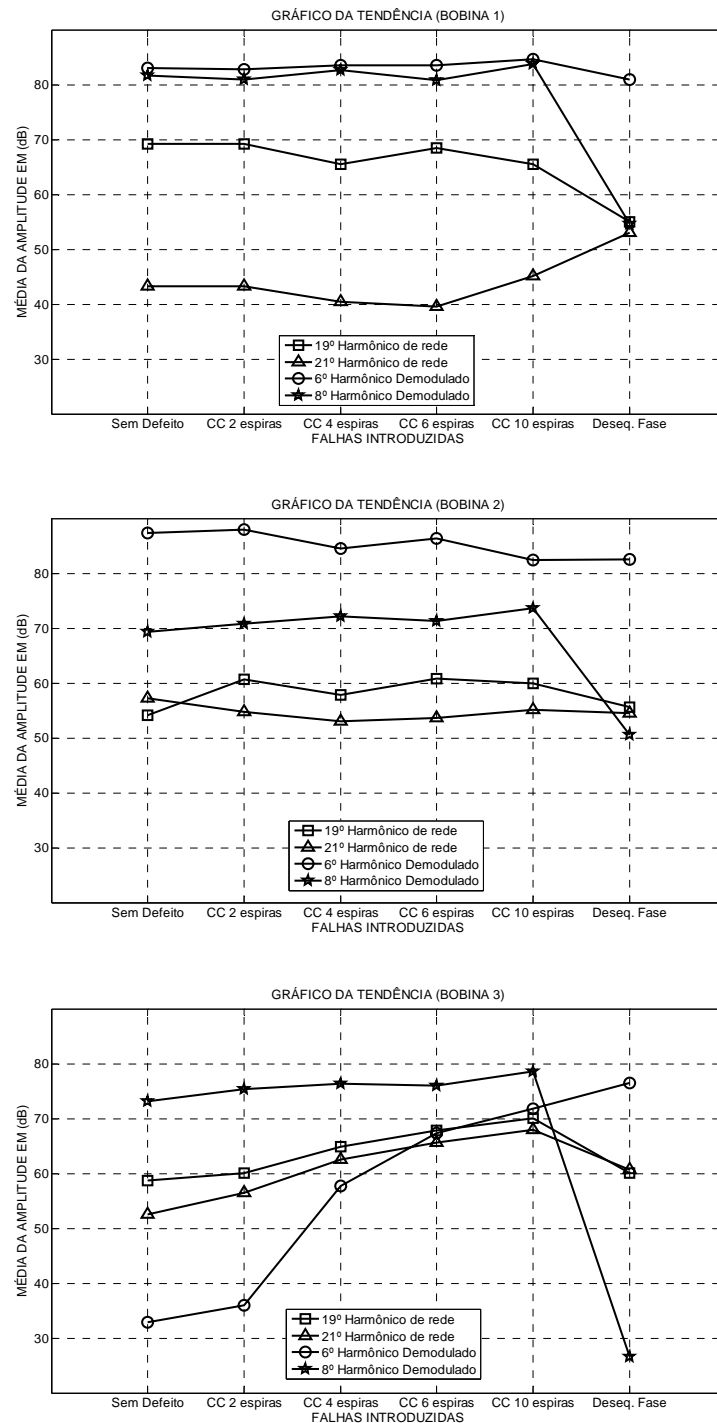


Figura 5. 16- Gráfico da tendência para as falhas introduzidas.

Nas Figuras de 5.13 a 5.16, as amplitudes das frequências características para a situação sem defeito representam o ponto de referência e a partir dele têm-se as variações para todas as excitações introduzidas na bancada experimental.

De acordo com a média e o desvio padrão das amplitudes analisadas, foi considerado que a falha introduzida não afetou o sinal de referência quando suas amplitudes variaram de 0,0 a 5,0 dB e afetaram diretamente o sinal de referência quando suas amplitudes aumentaram ou diminuíram em valores acima de 5 dB.

Nas Figuras 5.13 e 5.14, pode-se observar que para as bobinas 1 e 2, o desequilíbrio de fase é facilmente identificado através do oitavo harmônico demodulado, porém para análise do curto circuito as variações não possibilitaram a identificação de uma condição de falha.

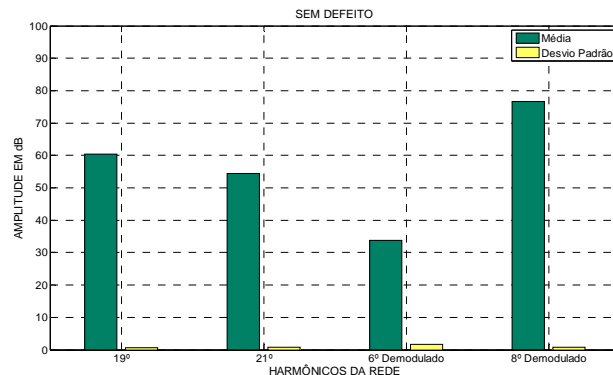
Na Figura 5.15, pode-se observar que para a bobina 3, o desequilíbrio de fase é facilmente identificado através da elevação do sexto harmônico demodulado e da diminuição do oitavo harmônico demodulado. Já o curto circuito, somente a partir de quatro espiras, pôde ser identificado facilmente através da elevação do décimo nono harmônico, vigésimo primeiro e oitavo harmônico demodulado.

Conclui-se que para a análise do desequilíbrio de fase, as três bobinas foram capazes de identificar a falha introduzida na bancada experimental, porém para a análise do curto circuito somente a bobina 3 foi sensível aos níveis de curto introduzidos, sendo assim, a bobina 3 apresentou mais parâmetros de análises tornando-se a identificação dos problemas mais visíveis. Fato esse que pode ser observado facilmente através do gráfico de tendência da Figura 5.16.

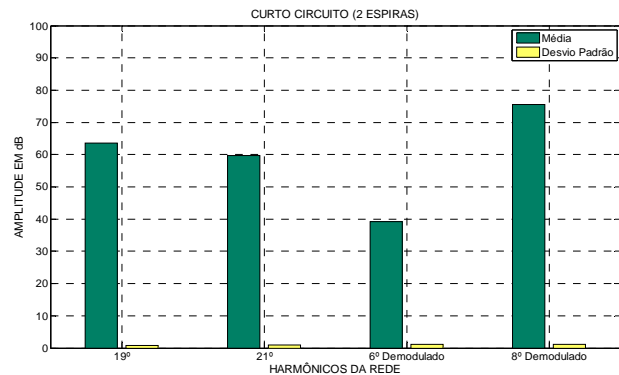
A seguir têm-se as análises para as situações de 80% e 90% de carga para os testes sem defeito, curto circuito e desequilíbrio de fase.

Serão apresentados somente os resultados obtidos com a bobina 3, pois as variações das frequências características em relação ao ponto de referência não foram significativas para as bobinas 1 e 2 no caso da detecção do curto circuito. Podendo-se concluir que o melhor posicionamento da bobina dentro do motor elétrico é o da bobina 3.

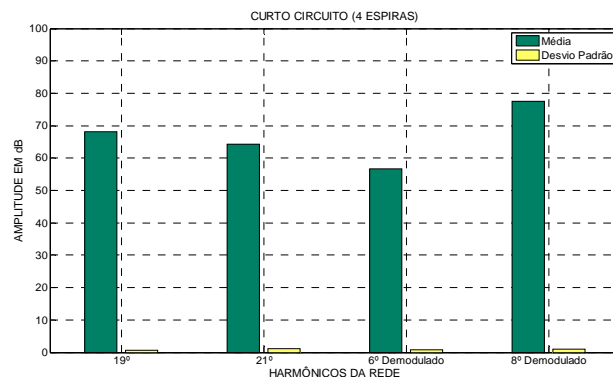
Na Figura 5.17 têm-se, para a bobina 3, a média e o desvio padrão das frequências características para os cinquenta testes realizados com 90% de carga.



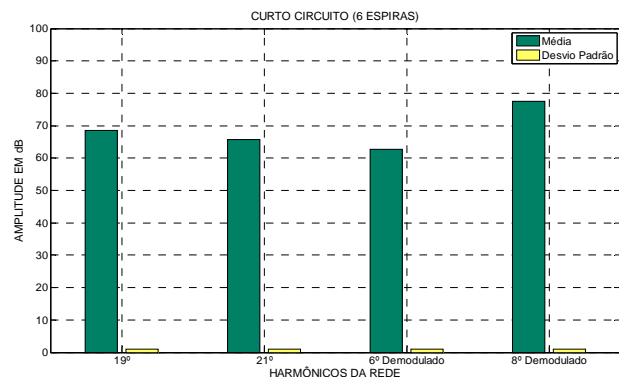
Harmônico	19	21	6	8
Média	60,47	54,41	33,78	76,58
Desv. Pad.	0,59	0,87	1,60	0,83



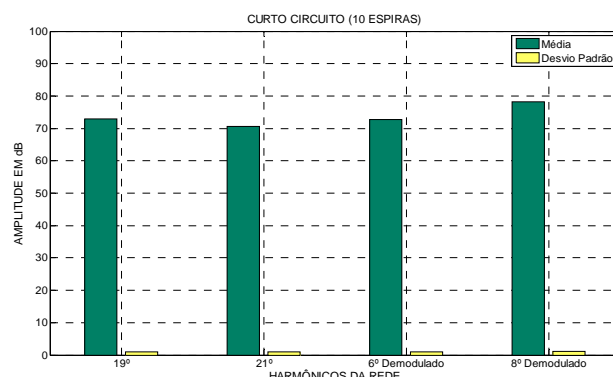
Harmônico	19	21	6	8
Média	63,53	59,62	39,31	75,62
Desv. Pad.	0,83	1,02	1,19	1,21



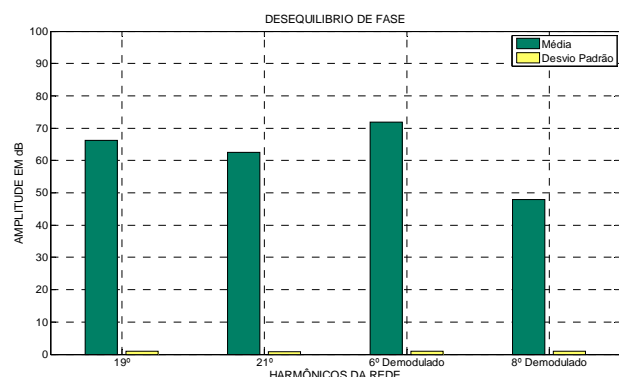
Harmônico	19	21	6	8
Média	68,14	64,31	56,70	77,56
Desv. Pad.	0,69	1,16	0,87	0,88



Harmônico	19	21	6	8
Média	68,53	65,63	62,77	77,57
Desv. Pad.	1,02	0,99	0,93	1,05



Harmônico	19	21	6	8
Média	72,89	70,63	72,72	78,26
Desv. Pad.	0,94	0,98	0,90	1,07



Harmônico	19	21	6	8
Média	66,31	62,47	71,90	47,79
Desv. Pad.	1,00	0,78	0,89	0,93

Figura 5. 17 - Média e desvio padrão para a bobina 3.

Na Figura 5.18 têm-se, para a bobina 3, a média e o desvio padrão das frequências características para os cinquenta testes realizados com 80% de carga.



Figura 5. 18 - Média e desvio padrão para a bobina 3.

A partir do gráfico de tendência na figura abaixo, pode-se concluir que para uma variação de carga de 20% abaixo da carga nominal, a maioria das amplitudes das frequências características de falhas seguiram o mesmo padrão de variação que aconteceu no caso para 100% de carga. Deve-se apenas mudar o espectro de referência (ponto de referência) para que se possa fazer as análises.

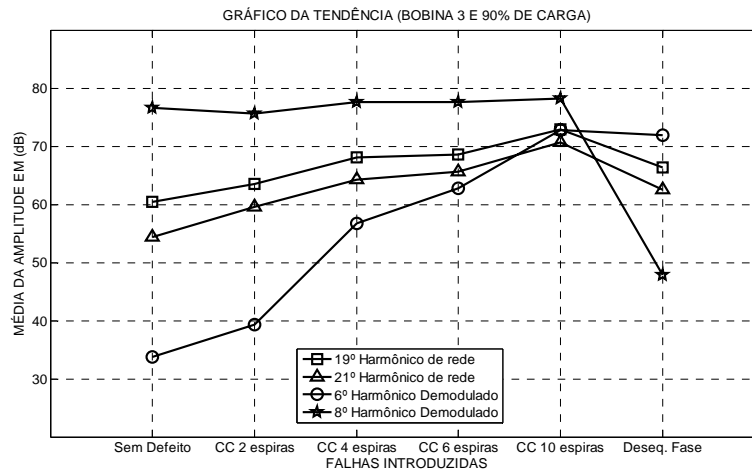


Figura 5. 19 - Gráfico de tendência para a condição de 90% de carga.

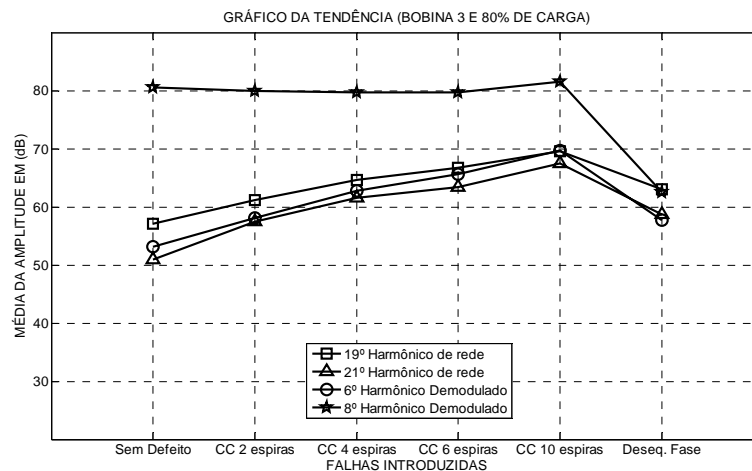


Figura 5. 20 - Gráfico de tendência para a condição de 80% de carga.

Dessa forma, as análises realizadas para identificação e distinção do curto circuito e desequilíbrio de fase nas situações de 100%, 90% e 80% de carga, foram altamente satisfatórias podendo-se facilmente programar um sistema de monitoramento *on-line*.

5.3 Detecção de barras quebradas

Neste item apresentam-se os espectros e resultados obtidos através da análise de fluxo magnético para barras quebradas.

Brito (2002) apresentou novos resultados para a detecção de barras quebradas através da análise de corrente, fluxo magnético e vibração. Tendo como parâmetros de análise as frequências de uma vez a frequência de rotação menos duas vezes a frequência da corrente induzida no rotor ($f_r - 2f_s$) para análise de vibração e uma vez a frequência de linha menos duas vezes a frequência da corrente induzida no rotor ($f_l - 2f_s$) para análise de corrente e fluxo magnético.

Bacarini (2005) realizou vários testes, através da análise de corrente, para detecção de barras quebradas com carga reduzida e carga nominal. Tendo como parâmetros de análise a frequência de uma vez a frequência de linha menos duas vezes a frequência da corrente induzida no rotor ($f_l - 2f_s$).

Em seus resultados pôde-se constatar que, baseado na tabela da *Liberty Technologies Inc.* de severidade e recomendações para análise de barras quebradas, a utilização do espectro de corrente não seria uma técnica eficiente para a detecção da barra quebrada.

Verificou-se, também, que a componente de frequência em $f_l - 2f_s$ não apareceu no espectro de corrente para operação com carga reduzida por causa do baixo valor de escorregamento.

Geralmente, nas análises de corrente e fluxo, o diagnóstico é feito em $f_l - 2f_s$. Neste trabalho, além dessa frequência, propõe-se a análise em $f_l - 1f_s$.

Para a análise de barras quebradas, foram aproveitados os espectros coletados deste mesmo motor durante a dissertação de mestrado, Lamim Filho (2003), sendo que o rotor foi retirado e teve sete das suas 44 barras rompidas, com broca de diâmetro de 5 mm e foram realizados dez testes para a condição normal de funcionamento (sem defeito) e dez para sete barras quebradas.

Nas Figuras 5.21 e 5.29 têm-se os espectros, escolhidos aleatoriamente, para a condição normal de funcionamento e sete barras quebradas, respectivamente.

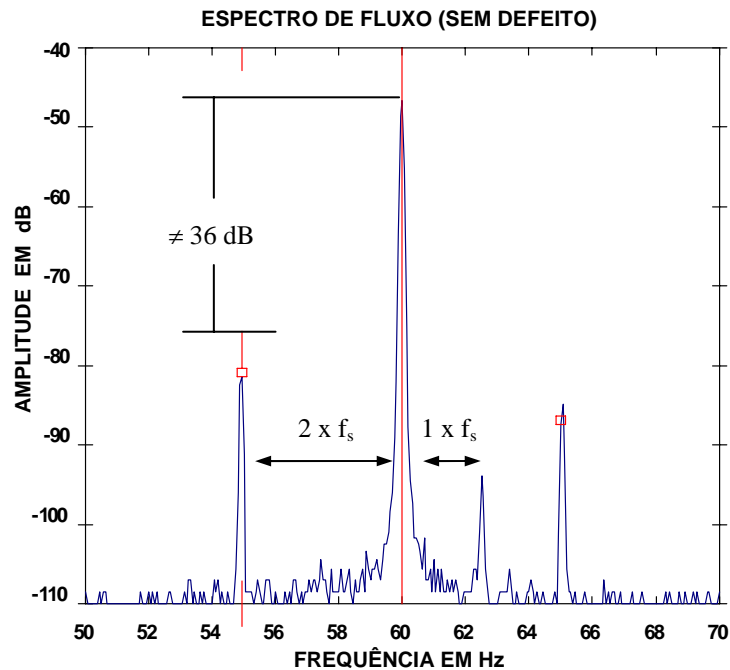


Figura 5. 21 - Espectro de fluxo (bobina implementada) sem defeito.

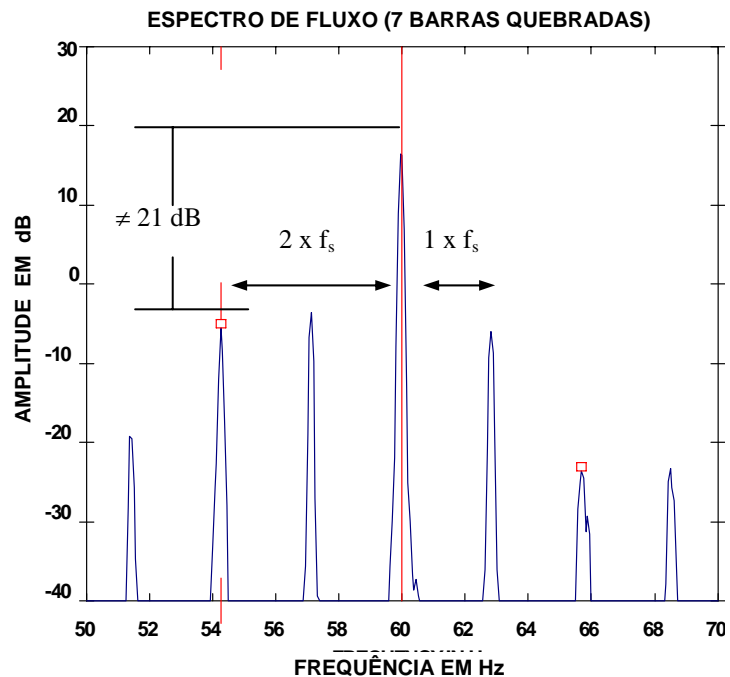


Figura 5. 22 - Espectros de fluxo (bobina implementada) para 7 barras quebradas.

Na Figura 5.23 têm-se a média, o desvio padrão e a variação para a diferença em dB da amplitude da frequência da linha (f_l) e as bandas laterais de uma e duas vezes a frequência de escorregamento (f_s). Observa-se que para a situação sem defeito (SD), as diferenças estão em torno de 57 e 36 dB. Para 7 barras quebradas (BQ), essa diferença diminui para 21 e 22 dB.

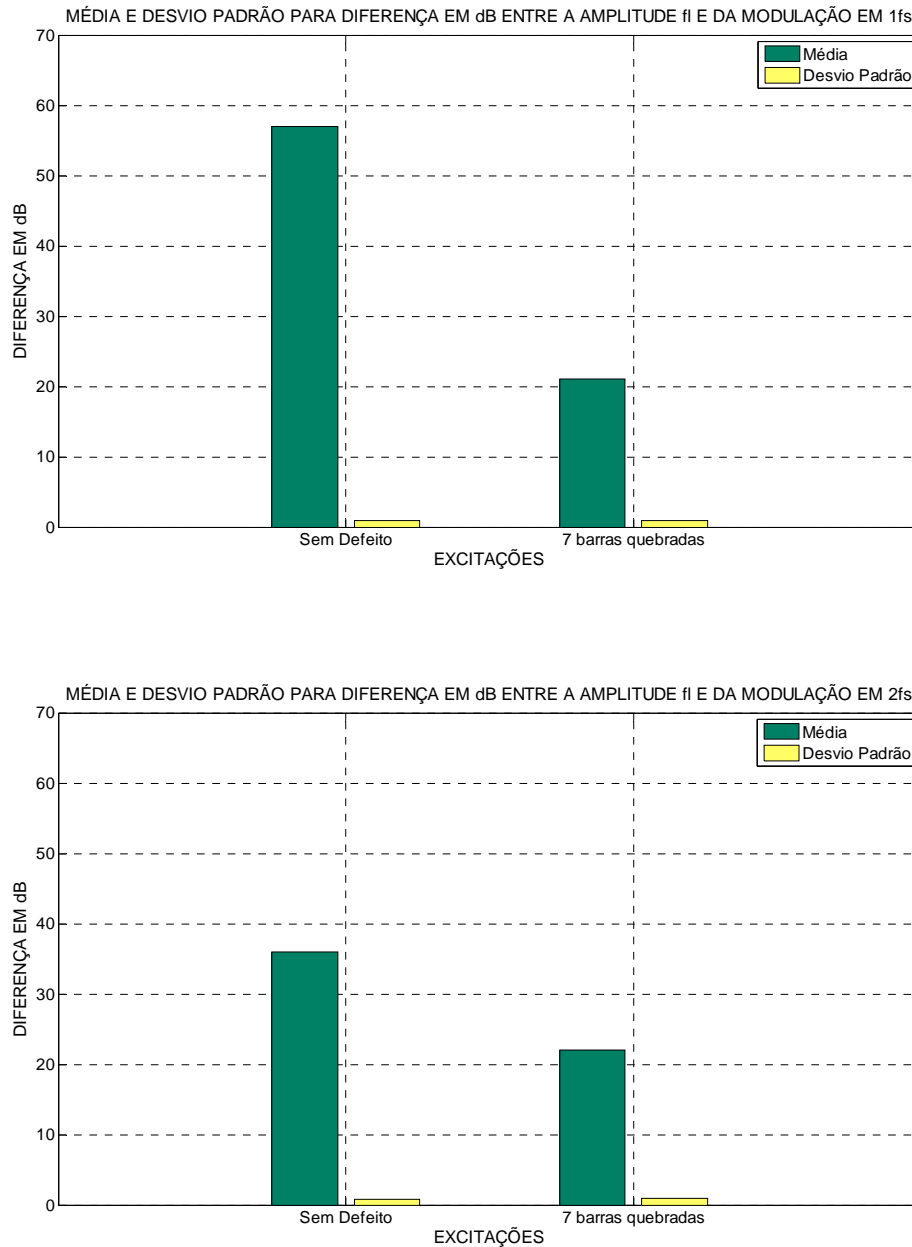


Figura 5. 23 - Média, desvio padrão e variação das diferenças em dB.

5.4 Comentários

É importante salientar que o desequilíbrio de fase é uma falha que ocorre momentaneamente e que dependendo de sua duração pode levar a queima do motor.

Já a falha de curto circuito, se caracteriza como sendo gradual, começando com uma diminuição da isolação nos dielétricos que separam as espiras até levar ao curto circuito e conseqüentemente à queima do motor pela elevação de temperatura, deteriorando progressivamente os isolamentos, devido às altas corrente que irão circular, conforme visto no Capítulo 3.

Outro detalhe importante e que deve ser considerado é que com o nível introduzido de corrente de curto circuito (aproximadamente 10 A) o motor pode continuar trabalhando normalmente sem que se detecte a existência de uma anomalia interna (baixa isolação ou curto circuito).

Sendo assim, a técnica proposta foi capaz de identificar a falha justamente em sua origem e mostrou-se que o seu comportamento é gradual e facilmente distinguível do problema de desequilíbrio de fase.

Acredita-se que esta técnica irá possibilitar que a manutenção retire a máquina de operação somente quando existir um indicativo de falha. Podendo-se, então, estar cruzando as informações com os testes tradicionais para a detecção da baixa isolação (*surge test*, *hi pot*, *megômetro*, etc.). Conseqüentemente, evitando-se paradas inesperadas na linha de produção ou comprometimento do sistema em que a máquina está inserida.

Capítulo 6

Monitoramento *on-line*

Neste capítulo apresentam-se o sistema de monitoramento *on-line* para a detecção das falhas de curto circuito, desequilíbrio de fase e barras quebradas, bem como da técnica de inteligência artificial utilizada para o diagnóstico das falhas.

De acordo com Betta (2002), para um diagnóstico preciso é necessário: análise em tempo real para garantir rapidez na detecção de falha, escolha adequada dos parâmetros, software dedicado para correlação do sinal coletado com a causa e o entendimento da severidade.

Brito (2002) desenvolveu um sistema híbrido que usa técnicas de inteligência artificial para diagnosticar falhas de origem mecânica e barras quebradas, através da análise de sinais de vibração.

Tendo-se como base de conhecimento a *Lógica Fuzzy*, foi possível implementar um sistema capaz de interpretar e diagnosticar, em tempo real, os espectros coletados através do sensor de fluxo magnético, apresentados no Capítulo 5.

6.1 Modelo geral

A Figura 6.1 apresenta o fluxograma para o monitoramento *on-line* do motor a partir das frequências características de falhas.

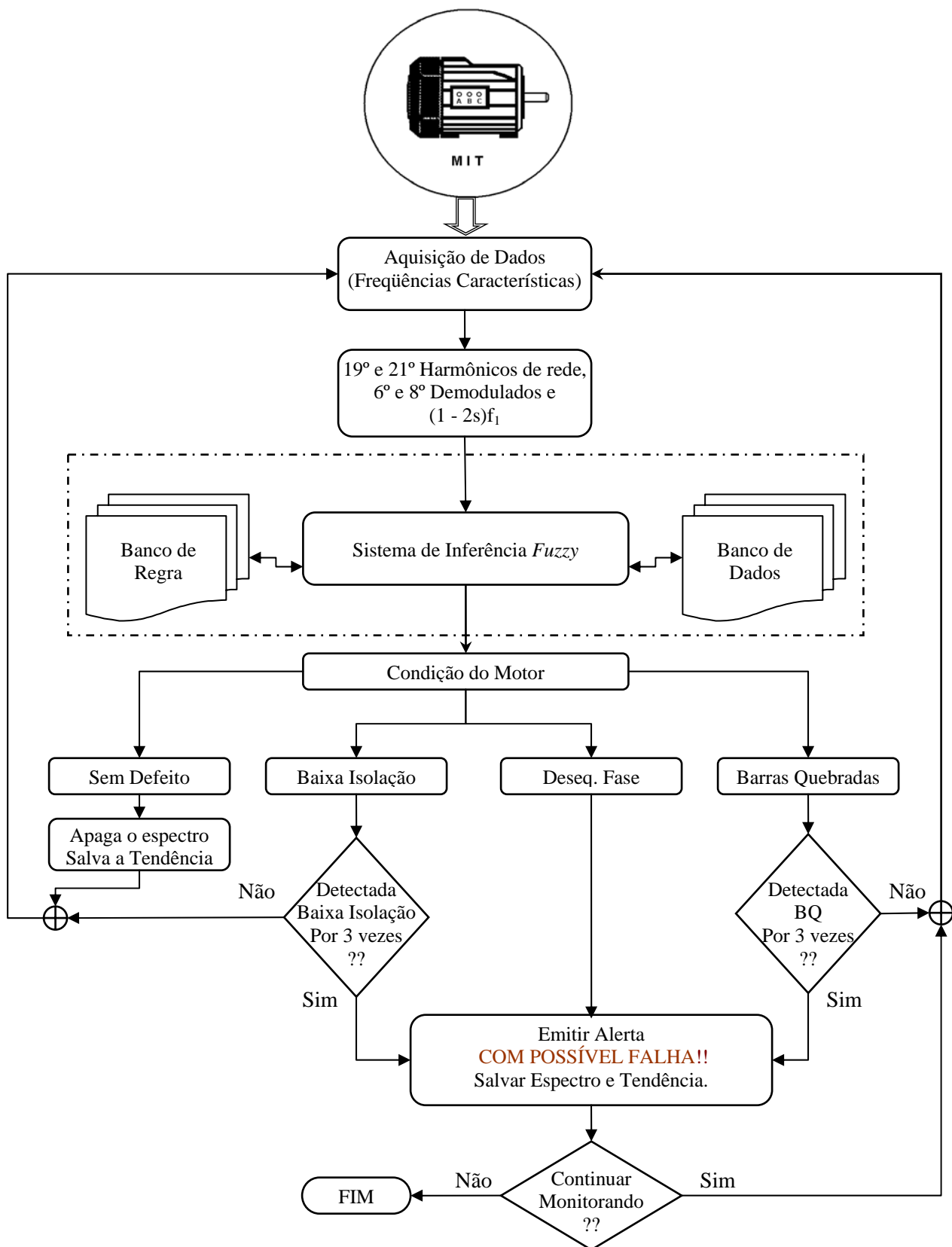


Figura 6. 1 - Fluxograma do sistema de monitoramento *on-line*.

6.1.1 Aquisição de dados

Na etapa de aquisição dos dados, usou-se a placa *NI-6251* da *National Instruments*. Essa possui 16 canais analógicos de entrada que podem amostrar em até 200 kHz e 2 contadores digitais de 24 bits cada. As entradas analógicas possuem resolução de 16 bits.

Os sinais de tensão das bobinas implementadas são aquisitados com frequência de amostragem de 5 kHz, sendo submetidos a um filtro analógico *anti-aliasing* com frequência de corte de 2 kHz.

O passo seguinte é a aplicação da transformada de Fourier no sinal de fluxo magnético, sendo retiradas as frequências características correspondentes ao 19º e 21º harmônicos da rede. A partir do mesmo espectro, tem-se, também, a frequência característica de barras quebradas: $(1-2s)f_l$.

Para a obtenção das componentes de frequência de passagem de ranhuras (6º e 8º harmônicos demodulados) o sinal é submetido a um filtro passa banda na faixa de frequência que vai de 700 a 2 kHz. Após a filtragem do sinal aplica-se a *Transformada de Hilbert* tendo como resultado o envelope do sinal modulado.

6.1.2 Sistema de inferência *fuzzy*

No processo de diagnóstico de falhas em motores elétricos, os sensores de fluxo magnético são usados para a coleta dos sinais no domínio do tempo e da frequência. Os especialistas usam estes sinais, no domínio do tempo e da frequência, para verificar a real condição do motor e determinar que tipo de falha está presente na máquina. Entretanto, a presença de especialistas experientes é sempre requerida na interpretação dos dados coletados e que, na maioria das vezes, podem ser inconclusivos.

A utilização da lógica *fuzzy* pode ajudar no diagnóstico de falhas elétricas e mecânicas em motores de indução trifásicos, uma vez que a teoria *fuzzy* possibilita modelar e manipular matematicamente informações vagas e imprecisas, naturais da linguagem humana e, portanto, as fornecidas pelos especialistas ao caracterizar os processos estudados, Amendola (2005).

Um sistema *fuzzy* permite uma transição gradual e contínua entre os valores de 0 a 1, ao contrário do sistema binário que considera, apenas, os valores 0 e 1. Em geral, os sistemas *fuzzy* permitem situações de raciocínio incerto ou aproximado, especialmente para sistemas não lineares e difíceis de obter um modelo matemático, Mishra *et al.* (1999). Ao se fazer um diagnóstico de falha, pode-se ter diversas situações em que o equipamento monitorado não está obviamente “bom” ou “ruim”, mas sim numa escala intermediária entre bom e ruim, Chow (1996 e 1998).

De acordo com o fato de que a interpretação da condição do motor de indução trifásico é um conceito *fuzzy*, Zimmermann (1991), nos últimos anos, pesquisadores têm proposto o diagnóstico de falhas baseado na lógica *fuzzy*, Chun (1997), Goddu (1998), Filippetti (2000), Benbouzid (2001), Lamim Filho (2006), sendo que os mesmos apontam a forma de se processar os dados de entrada *fuzzy* como sendo a dificuldade principal do sistema a ser implementado.

6.1.2.1 Aplicação da lógica *fuzzy* para o diagnóstico de falhas

As condições de funcionamento dos motores de indução trifásicos que foram estudadas neste trabalho podem ser observadas através das amplitudes dos picos das frequências características fornecidas pelo espectro de fluxo magnético. Porém, nem sempre a interpretação dos dados é correta, pois na análise de dados reais os espectros referentes a diferentes falhas se confundem. Conseqüentemente, as relações entre a condição do motor e as amplitudes das frequências determinísticas se tornam vagas. Dessa forma, através da utilização da lógica *fuzzy*, os dados numéricos serão representados como informações lingüísticas.

Para a detecção dos defeitos introduzidos na bancada experimental, as amplitudes dos espectros de fluxo magnético correspondentes às frequências características, 19º harmônico de

rede (H19), 21º harmônicos de rede (H21), 6º harmônico demodulado (H6), 8º harmônico demodulado (H8) e $(I - 2s)f_I$ (B1) foram consideradas como variáveis de entrada para o sistema *fuzzy*.

Para as variáveis de saída, têm-se as possíveis falhas de baixa isolamento (BI), desequilíbrio de fase (DF) e barras quebradas (BQ). Usando-se a teoria de conjunto *fuzzy*, tem-se a definição do sistema de entradas e saídas, respectivamente, representadas por:

$$\begin{cases} H19 = \{\mu_{H19}(H19_j) / H19_j \in H19\} \\ H21 = \{\mu_{H21}(H21_j) / H21_j \in H21\} \\ H6 = \{\mu_{H6}(H6_j) / H6_j \in H6\} \\ H8 = \{\mu_{H8}(H8_j) / H8_j \in H8\} \\ B1 = \{\mu_{B1}(B1_j) / B1_j \in B1\} \end{cases} \quad (6.1)$$

$$\begin{cases} BI = \{\mu_{BI}(BI_j) / BI_j \in BI\} \\ DF = \{\mu_{DF}(DF_j) / DF_j \in DF\} \\ BQ = \{\mu_{BQ}(BQ_j) / BQ_j \in BQ\} \end{cases} \quad (6.2)$$

Sendo que $H19_j$, $H21_j$, $H6_j$, $H8_j$, $B1_j$, BI_j , DF_j e BQ_j são elementos discretos do universo de entrada ($H19$, $H21$, $H6$, $H8$, $B1$) e saída (BI , DF e BQ). μ_{H19} , μ_{H21} , μ_{H6} , μ_{H8} , μ_{B1} , μ_{DF} e μ_{BQ} são as funções de pertinência correspondentes às entradas e saídas, respectivamente.

6.1.2.2 Variáveis lingüísticas

As ferramentas básicas da lógica *fuzzy* são as variáveis lingüísticas. Seus valores são palavras ou sentenças que representam a linguagem natural ou artificial, podendo-se dessa maneira manipular informações vagas e imprecisas que são naturais da linguagem humana, Benbouzid (2001).

Uma variável lingüística u no universo U é definida em um conjunto de termos (ou terminologia), nomes ou rótulos, $T(u)$, em cada valor sendo um número *fuzzy* definido em U . Por exemplo, se u for velocidade, então seu conjunto de termos $T(u)$ poderia ser

$$T(\text{velocidade}) = \{\text{baixa}, \text{media}, \text{alta}\} \quad (6.3)$$

Sobre o universo $U = [0, 100]$, onde baixa, média e alta são termos ou variáveis lingüísticas da grandeza velocidade.

Para a interpretação da condição do motor, têm-se as variáveis de saída BI, DF e BQ interpretadas pelas seguintes variáveis lingüísticas.

$$T(S) = \{\text{Sem Defeito (SD)}, \text{Com Defeito (CD)}\} \quad (6.4)$$

Onde $S = BI, DF$ ou BQ , respectivamente.

Cada termo em $T(S)$ é caracterizado por um subconjunto *fuzzy* dentro do universo S . Para SD , tem-se a interpretação de que o motor encontra-se sem defeito, sendo que seu valor pode variar de 0,25 a 0,50 e CD representa o nível com defeito, podendo variar de 0,50 a 0,75.

De forma análoga, as variáveis de entrada $H19, H21, H6, H8$ e $B1$ são interpretadas pelas seguintes variáveis lingüísticas, onde $E = H19, H21, H6, H8$ e $B1$, respectivamente.

$$T(E) = \{\text{Baixo (B)}, \text{Alto (A)}\} \quad (6.5)$$

6.1.2.3 Funções de pertinência e regras *fuzzy*

As funções de pertinência e o conjunto de regras *fuzzy* foram construídos tomando-se por base a média e desvio padrão das amplitudes de suas respectivas frequências características ($H19, H21, H6, H8$ e $B1$). Os valores finais foram ajustados pelo especialista, levando-se em conta uma possível variação de 10 % na carga.

As funções de pertinência foram geradas para os valores baixo (B) e alto (A) das amplitudes de suas respectivas frequências determinísticas.

Para cada conjunto de dados de entrada ($H19$, $H21$, $H6$, $H8$ e $B1$), tem-se a condição de funcionamento do motor elétrico para as condições de curto circuito, desequilíbrio de fase e barras quebradas.

Na Figura (2), têm-se as funções de pertinência, sigmóides, para a entrada $H19$ normalizada para o intervalo $[0, 1]$, tendo como valor base a amplitude de 100 dB.

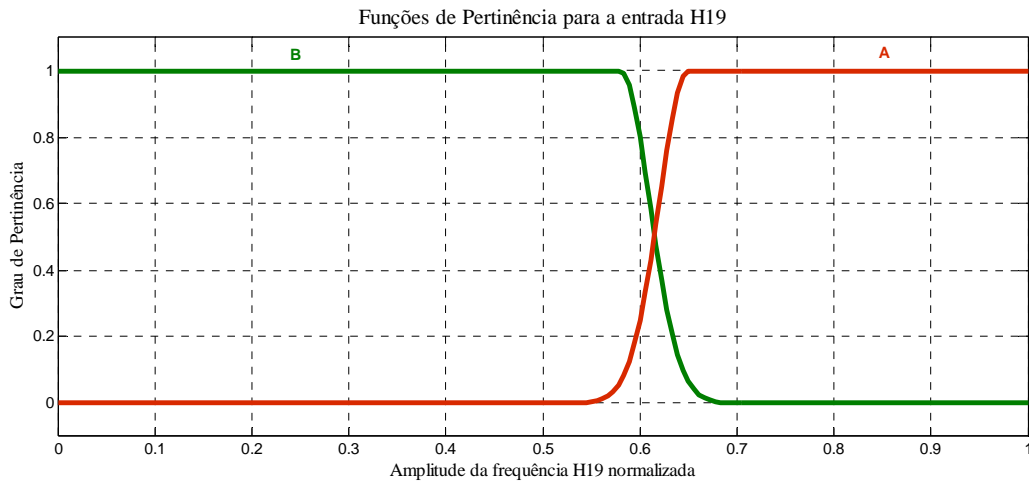


Figura 6. 2 - Funções de pertinência para a entrada $H19$ normalizada.

Nas Figuras de (6.3 a 6.6), têm-se as funções de pertinência, sigmóides, para as entradas $H21$, $H6$, $H8$ e $B1$, respectivamente, tendo como valor base a amplitude de 100 dB.

Na Figura (6.7), têm-se as funções de pertinência para as condições do motor.

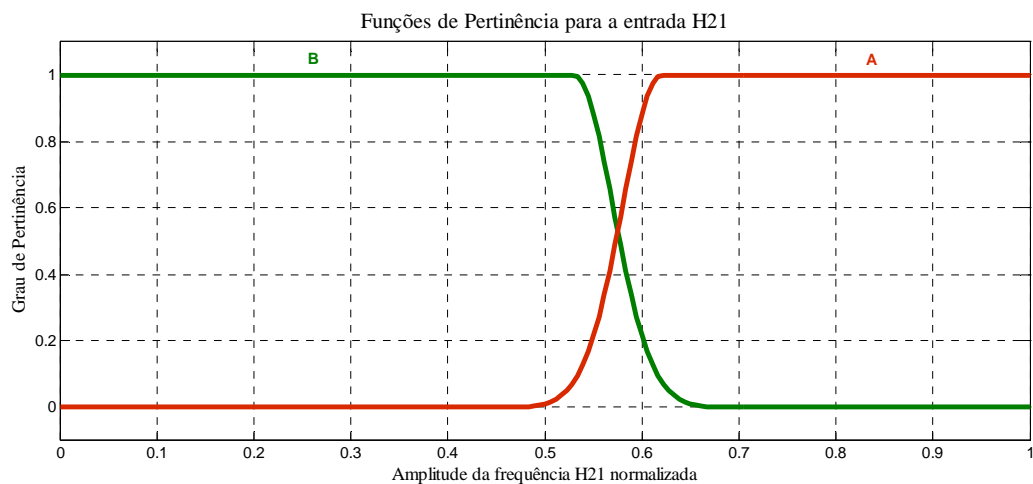


Figura 6. 3 - Funções de pertinência para a entrada H21 normalizada.

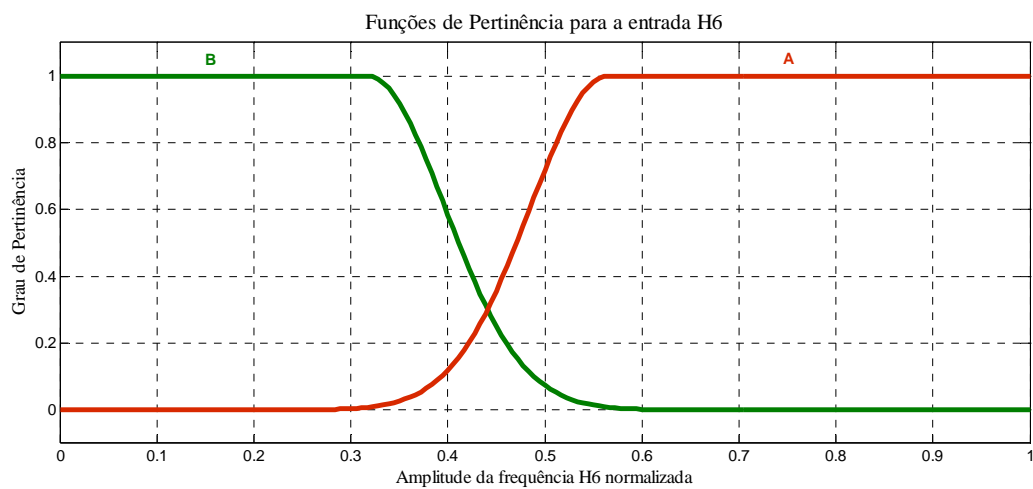


Figura 6. 4 - Funções de pertinência para a entrada H6 normalizada.

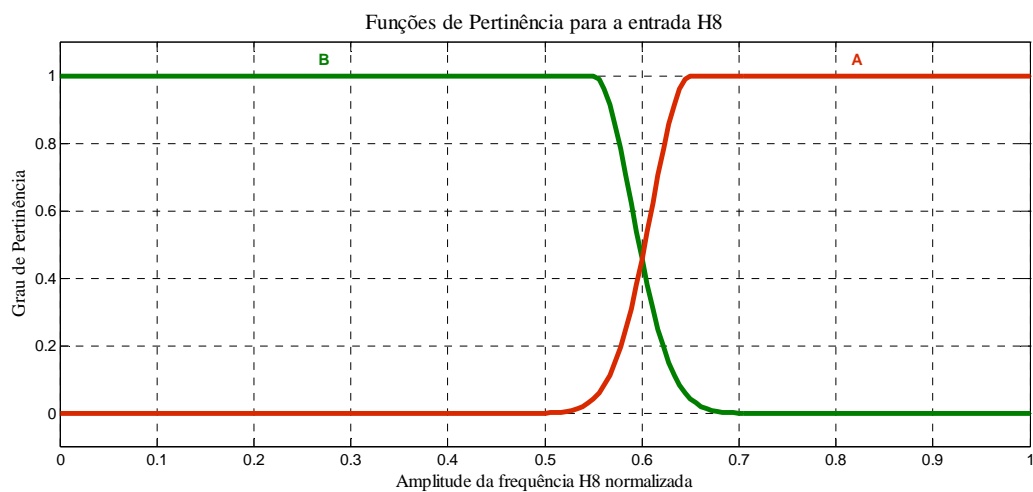


Figura 6. 5 - Funções de pertinência para a entrada H8 normalizada.

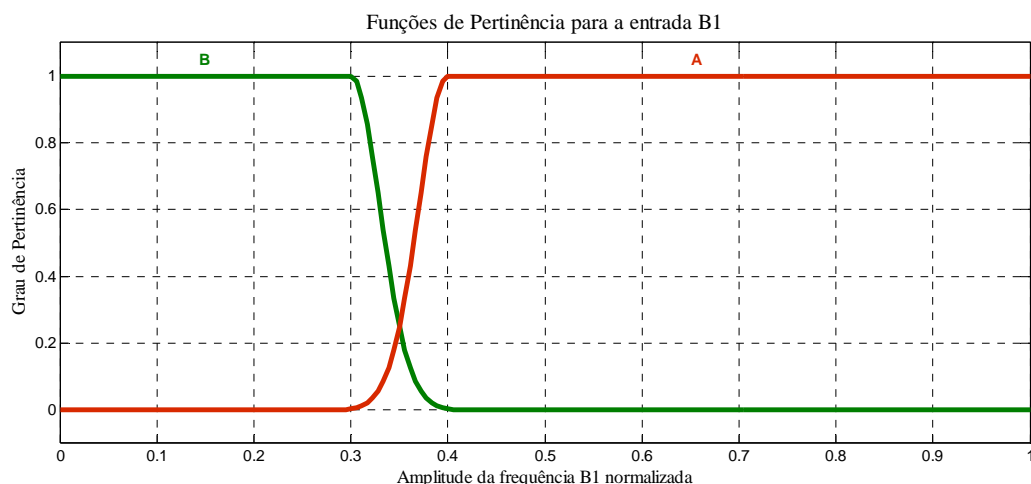


Figura 6. 6 - Funções de pertinência para a entrada B1 normalizada.

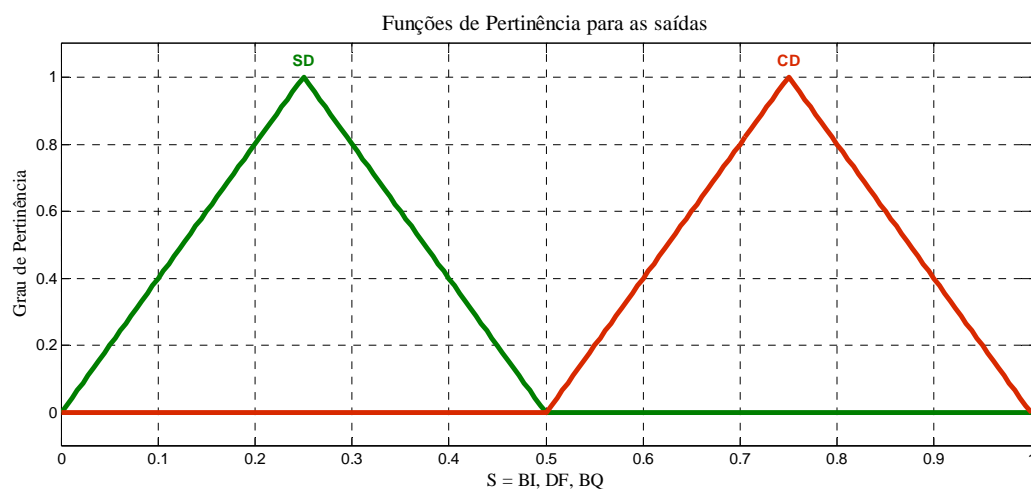


Figura 6. 7 - Funções de Pertinência para a condição do motor.

Para avaliação dos dados de entrada e diagnóstico da condição do motor, utilizou-se o *Método de Inferência Mamdani*. Este método combina os graus de pertinência referentes a cada um dos valores de entrada através do operador mínimo, e agrega as regras através do operador máximo. Para a etapa de *defuzzificação*, usou-se o método do centro de gravidade (*centroid*).

Na Tabela (1), tem-se a base de regras composta por uma coleção de proposições *fuzzy*, apresentadas na forma *if-then*. Esta base de regras foi construída a partir de informações das amplitudes de suas respectivas frequências características observadas para a condição da máquina e testadas para as condições consideradas. Deve-se ressaltar a dependência do especialista para a confecção das regras.

Tabela 6.1 - Composição da Base de Regras utilizando as variáveis de entrada.

Regra	Entradas					Saídas		
	<i>H19</i>	<i>H21</i>	<i>H6</i>	<i>H8</i>	<i>B1</i>	<i>BI</i>	<i>DF</i>	<i>BQ</i>
1	B	B	B	B	-	SD	-	-
2	B	B	B	A	-	SD	-	-
3	B	B	A	B	-	SD	-	-
4	B	B	A	A	-	CD	-	-
5	B	A	B	B	-	SD	-	-
6	B	A	B	A	-	SD	-	-
7	B	A	A	B	-	SD	-	-
8	B	A	A	A	-	CD	-	-
9	A	B	B	B	-	SD	-	-
10	A	B	B	A	-	SD	-	-
11	A	B	A	B	-	SD	-	-
12	A	B	A	A	-	CD	-	-
13	A	A	B	B	-	SD	-	-
14	A	A	B	A	-	SD	-	-
15	A	A	A	B	-	SD	-	-
16	A	A	A	A	-	CD	-	-
17	-	-	B	A	-	-	SD	-
18	-	-	B	B	-	-	CD	-
19	-	-	A	A	-	-	SD	-
20	-	-	A	B	-	-	CD	-
21	-	-	-	-	B	-	-	SD
22	-	-	-	-	A	-	-	CD

Na Figura 6.8, tem-se uma visão geral do sistema de inferência *fuzzy*.

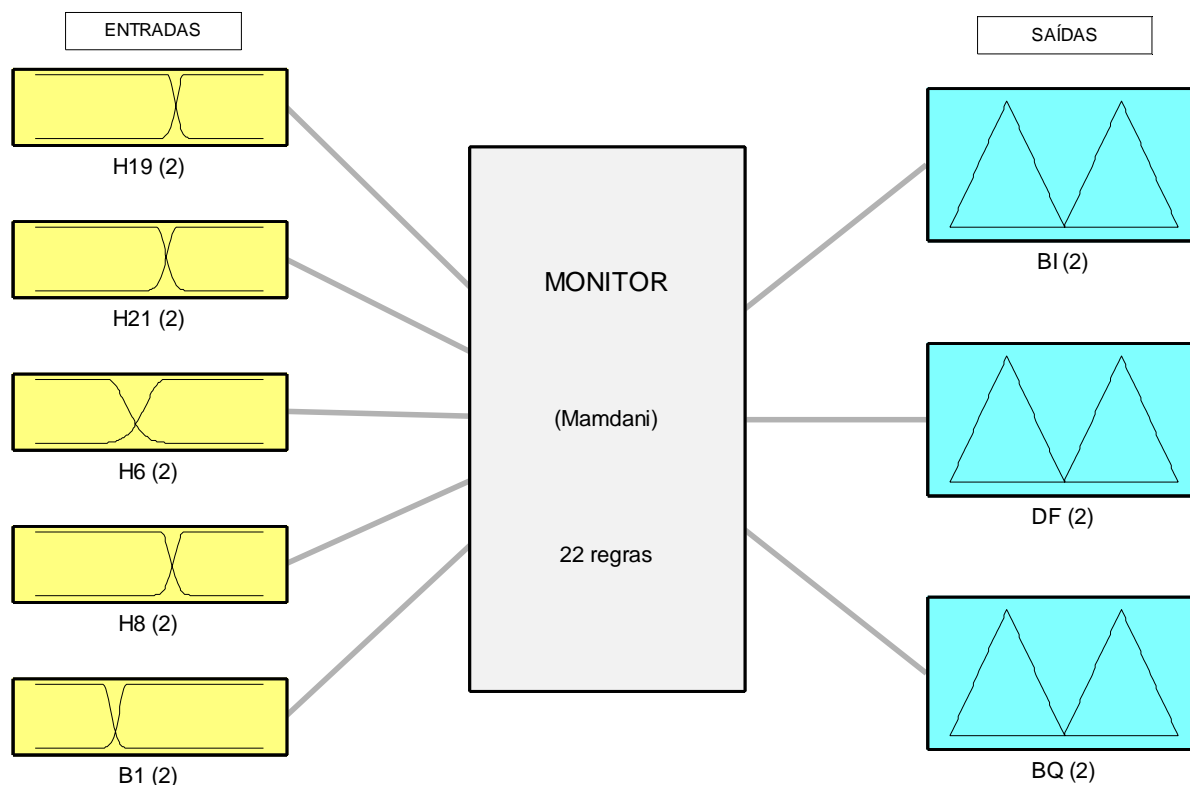


Figura 6. 8 - Sistema de inferência *fuzzy* MONITOR: 5 entradas, 3 saídas e 22 regras.

6.1.3 Condição do motor

Para a validação do sistema de monitoramento *on-line*, foram realizadas 5 séries de testes em que o motor em pleno funcionamento e com aproximadamente 90 % de carga foi submetido, aleatoriamente, às falhas de curto circuito com 4, 6 e 10 espiras curto circuitadas, desequilíbrio de fase e a condição sem defeito. A falha de barra quebrada é impossível de ser inserida durante o funcionamento do motor, sendo assim o motor em momento algum foi submetido a esta falha.

Cada série de testes foi composta por um total de 24 coletas de dados realizadas de 2 em 2 minutos pelo sistema, com intuito de simular tomadas de dados que poderiam ser feitas de 1 em 1 hora durante as 24 horas de monitoramento em um dia.

Para implementação de todo o sistema de monitoramento, utilizou-se o *Software Matlab 2006b* e as rotinas programadas seguem no Anexo 1.

A seguir serão apresentados os resultados obtidos em uma das séries de testes, no intuito de ilustrar e comprovar a eficiência das técnicas propostas neste trabalho, bem como da sua aplicabilidade prática.

As 24 condições de funcionamento do motor seguem a seguinte ordem:

- | | |
|---------------------------------|---------------------------------|
| 1. SEM DEFEITO | 13. DESEQUILÍBRIO DE FASE |
| 2. SEM DEFEITO | 14. SEM DEFEITO |
| 3. SEM DEFEITO | 15. CURTO CIRCUITO (4 ESPIRAS) |
| 4. DESEQUILÍBRIO DE FASE | 16. DESEQUILÍBRIO DE FASE |
| 5. DESEQUILÍBRIO DE FASE | 17. SEM DEFEITO |
| 6. CURTO CIRCUITO (4 ESPIRAS) | 18. SEM DEFEITO |
| 7. SEM DEFEITO | 19. SEM DEFEITO |
| 8. CURTO CIRCUITO (4 ESPIRAS) | 20. CURTO CIRCUITO (10 ESPIRAS) |
| 9. CURTO CIRCUITO (6 ESPIRAS) | 21. CURTO CIRCUITO (6 ESPIRAS) |
| 10. CURTO CIRCUITO (10 ESPIRAS) | 22. CURTO CIRCUITO (4 ESPIRAS) |
| 11. SEM DEFEITO | 23. DESEQUILÍBRIO DE FASE |
| 12. SEM DEFEITO | 24. SEM DEFEITO |

Na Figura 6.9, tem-se o resultado da condição do motor que foi monitorado em tempo real e submetido às entradas citadas acima. Deve-se ressaltar que para cada aquisição o sistema de monitoramento fornece o instante em que foi adquirido o espectro e durante diversas coletas vai traçando o gráfico de tendência.

O sistema de monitoramento armazena todas as informações contidas no gráfico para futuras análises.

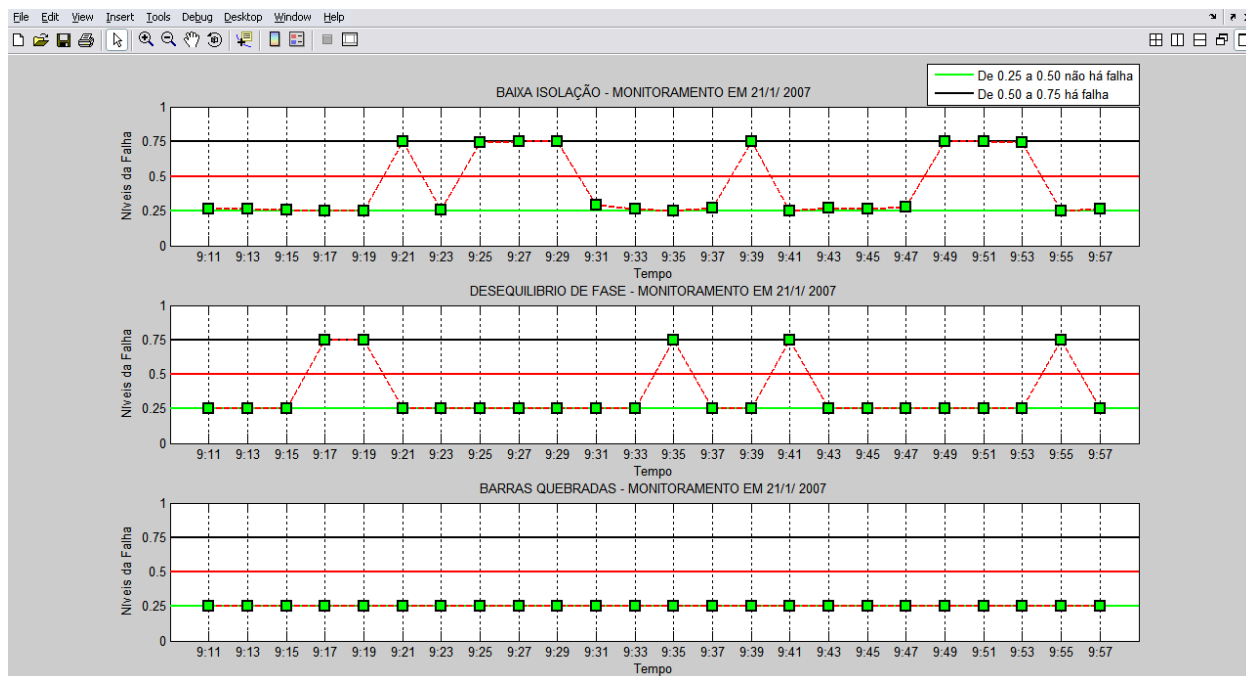


Figura 6. 9 - Monitoramento realizado em tempo real para 24 situações aleatórias.

Conforme descrito no fluxograma da Figura 6.1, caso a condição do motor seja sem defeito, o sistema de monitoramento irá apagar os dados coletados e armazenará a tendência.

Para a situação em que motor se encontrar em funcionamento com pelo menos uma situação de desequilíbrio de fase, o operador será alertado quanto ao problema, Figura 6.10, e terá a opção de encerrar o monitoramento para que possa acionar a manutenção e corrigir a falha. Sendo que o sistema de monitoramento irá armazenar todos os dados com indicativo de falhas para histórico e futuras análises.

Conforme descrito nos Capítulos 3 e 4, as falhas de baixa isolação e barras quebradas podem ser consideradas como sendo gradativas, ao contrário do desequilíbrio de fase que pode ocorrer em qualquer momento do dia.

Dessa forma, para evitar que o sistema emita vários alertas sobre a situação do baixo isolamento e barras quebradas, o mesmo verificará se o problema já ocorreu por até três vezes durante o monitoramento. Caso afirmativo será emitido o alerta para o operador, conforme ilustra a Figura 6.11. Apesar de o alerta ser emitido após a identificação da falha pela terceira vez, o

sistema de monitoramento irá armazenar todos os dados com indicativo de falhas para histórico e futuras análises.

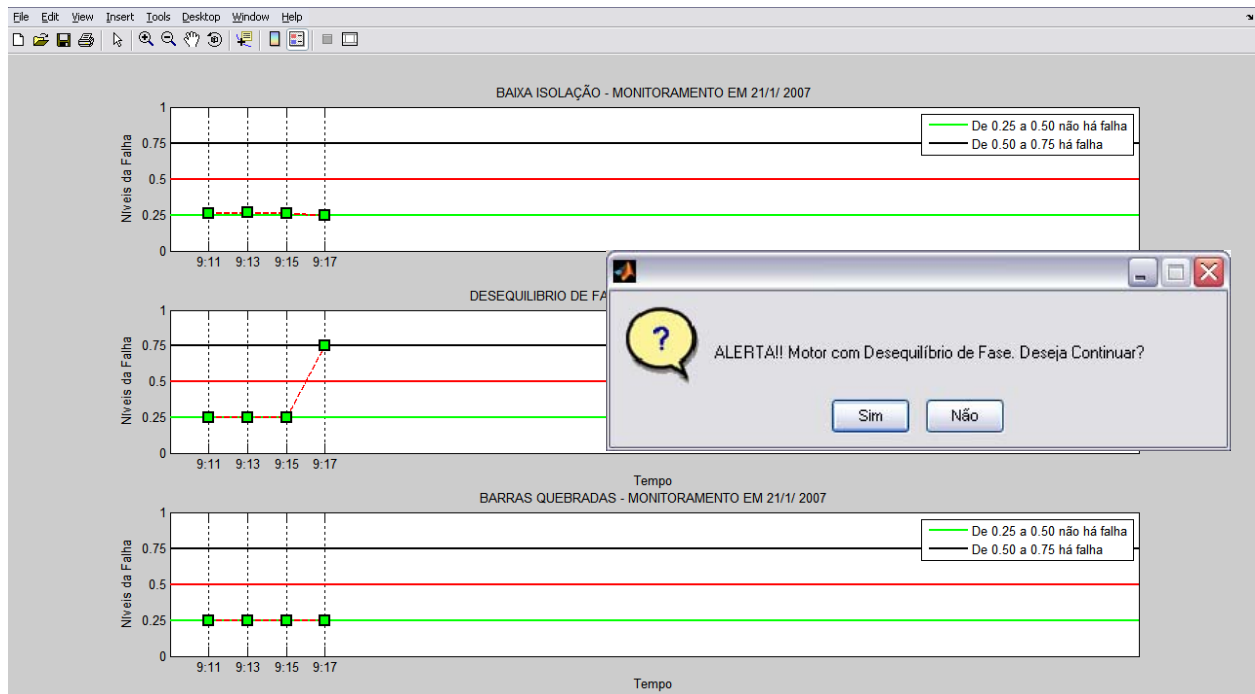


Figura 6. 10 - Alerta emitido para o problema de desequilíbrio de fase.

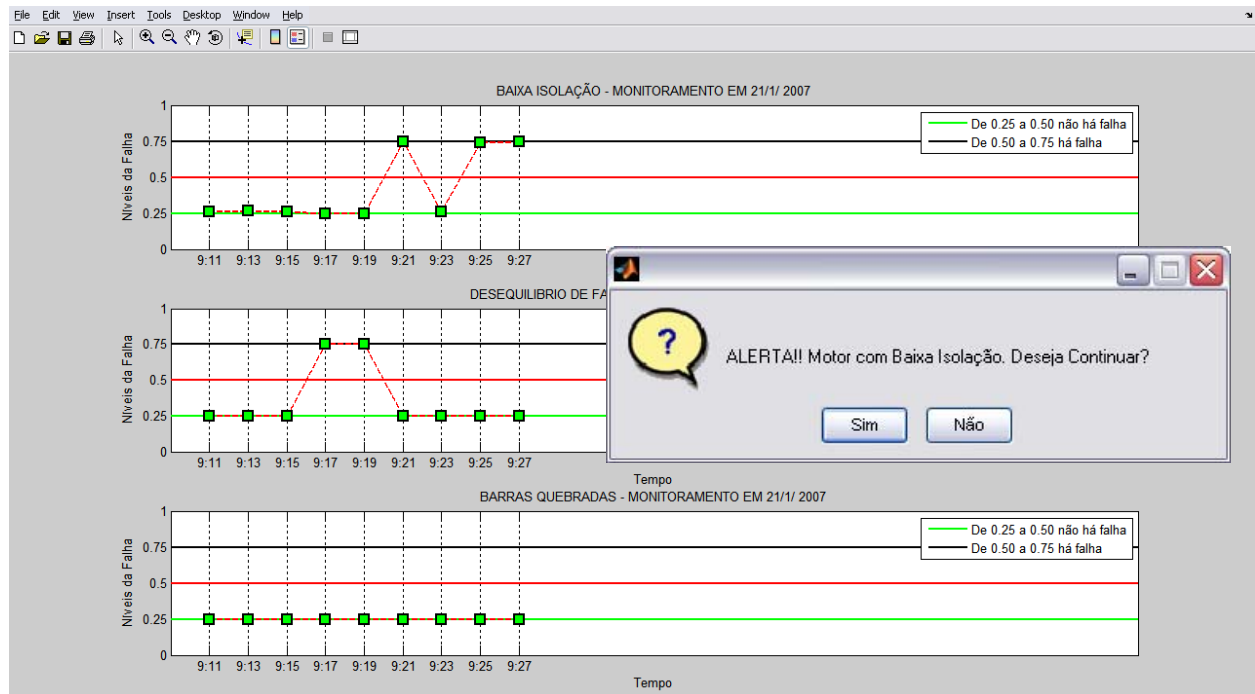


Figura 6. 11 - Alerta emitido para o problema de baixa isolação.

6.2 Comentários

Os resultados acima mostram a capacidade, viabilidade e eficiência da aplicação de sistemas *fuzzy* na detecção e diagnóstico de falhas em máquinas rotativas. Sendo que a técnica pode ser facilmente estendida, com a ajuda de um especialista, para outros tipos de máquinas e falhas, mudando-se apenas as funções de pertinência e o conjunto de regras.

A partir das frequências características consideradas como entrada do sistema de monitoramento foi possível a distinção e diagnóstico das falhas de baixa isolação e desequilíbrio de fase, sem que houvesse uma interpretação ambígua do sistema de monitoramento *on-line*. Dessa forma, é extremamente importante que se faça uma correta seleção dos parâmetros de entrada a serem monitorados.

Apesar de não ter sido feito nenhum teste em tempo real do programa para o diagnóstico de barras quebradas, considerou-se que por se tratar de uma falha clássica e que já foi estudada pelos autores e vários outros pesquisadores, o sistema iria identificar perfeitamente a presença do problema. Dando-se, então, maior ênfase à identificação e distinção da baixa isolação e desequilíbrio de fase.

Após o ajuste das funções de pertinência e do conjunto de regras por um especialista, o sistema poderá ser usado pelo operador da máquina sem a necessidade de nenhum conhecimento prévio sobre como identificar as falhas aqui estudadas e que representam a maioria dos problemas de origem elétrica que ocorrem nos motores de indução trifásicos, conforme visto na introdução, Figura 1.1.

Capítulo 7

Conclusões

A bancada de teste apresentada no Capítulo V mostrou-se adequada para o estudo das excitações de curto circuito, desequilíbrio de fase e barras quebradas, destacando-se principalmente a sua robustez, permitindo a realização de uma série de 50 testes aleatórios e repetidos sobre as mesmas condições. Foram coletados 2700 espectros de fluxo magnético, utilizando-se a placa *NI-6251* da *National Instruments*.

Este trabalho exaustivo e laborioso garantiu a montagem de um banco de dados, imprescindível para a validação do transdutor (bobina de fluxo) dentro do motor, validação das análises realizadas para detecção da baixa isolação, desequilíbrio de fase e barras quebradas, bem como para a implementação do sistema de monitoramento *on-line*.

Na busca de um melhor posicionamento da bobina de fluxo dentro do motor elétrico, foram implementadas três delas dentro do motor e constatou-se que as três bobinas foram capazes de identificar o desequilíbrio de fase introduzido na bancada experimental, porém para a análise do curto circuito somente a bobina 3 foi sensível aos níveis introduzidos, sendo assim, a bobina 3 apresentou mais parâmetros de análises tornando a identificação dos problemas mais visíveis.

Pôde-se observar, através dos espectros de fluxo magnético, que todos os testes realizados com as três bobinas tiveram uma boa repetibilidade e que não observou-se alterações de origem mecânica que interferisse nos espectros de fluxo magnético, garantindo uma perfeita análise dos resultados.

Na análise de fluxo é necessário um espectro de referência para, a partir dele, fazer o acompanhamento das frequências características através de curvas de tendência.

Para a falha de curto circuito, pôde-se observar que o mesmo pode ser acompanhado gradualmente desde níveis mais baixos que representam apenas uma baixa isolação até níveis mais altos que podem levar a queima do motor.

Além das várias observações e conclusões citadas acima, deve-se ressaltar que uma das contribuições mais importantes desta tese é a relação estabelecida entre os sinais de fluxo magnético com os principais defeitos de origem elétrica (curto circuito, barras quebradas e desequilíbrio de fase) e a determinação de frequências características para cada um deles.

Dentre todas as falhas estudadas, pôde-se constatar que com o uso das técnicas tradicionais para detecção de falhas é necessário retirar o motor de operação para que se possam realizar os testes de baixa isolação e barras quebradas, sendo que para a detecção do desequilíbrio de fase é necessário o acesso a cabos energizados e que na maioria das vezes não estão disponíveis para medição, sendo um serviço altamente perigoso para o operador.

Neste sentido, as ferramentas preditivas que foram propostas por este trabalho, mostraram-se bastante úteis e confiáveis, podendo-se gradativamente substituir as técnicas tradicionais e consequentemente disponibilizar ao máximo estas máquinas realizando um diagnóstico *on-line* sem a necessidade de paradas e acesso a cabos energizados.

Diante da possibilidade de um monitoramento em tempo real, foi implementado um sistema capaz de coletar os dados dos sinais da bobina de fluxo via placa de aquisição e diagnosticar a condição de funcionamento do motor via inteligência artificial: *lógica fuzzy*.

Os resultados mostraram a viabilidade da aplicação de sistemas *fuzzy* na detecção e diagnóstico de falhas em máquinas rotativas. Sendo que a técnica pode ser estendida, com a ajuda de um especialista, para outros tipos de máquinas e falhas, mudando-se as funções de pertinência e o conjunto de regras.

Após o ajuste das funções de pertinência e do conjunto de regras por um especialista, o sistema poderá ser usado pelo operador da máquina sem a necessidade de nenhum conhecimento prévio sobre como identificar as falhas aqui estudadas e que representam a maioria dos problemas de origem elétrica que ocorrem nos motores de indução trifásicos.

Este estudo é uma contribuição importante, uma vez que o sensor implementado chega a ter um custo centenas de vezes menor que o sensor comercial. Outra vantagem é a substituição das técnicas de análises convencionais em motores elétricos pelas análises espectrais e em tempo real. Há, também, a possibilidade deste novo sensor de fluxo magnético ser compartilhado com qualquer analisador de sinais ou interfaces de aquisição de dados encontradas no mercado.

Para trabalhos futuros pretende-se:

- introduzir novas excitações na bancada experimental. Principalmente o problema de rolamento que representa o principal tipo de falha mecânica.
- estender o estudo para diferentes motores;
- integrar as técnicas de vibração e fluxo magnético;
- utilizar um microcontrolador para o monitoramento *on-line*.

Anexo

Programa em *Matlab* para o monitoramento *on-line*

```
% Este programa faz aquisição de sinais utilizando o Ni-DaqPad6251.
% Este programa faz o monitoramento on-line através do fluxo magnético
% Este programa necessita do toolbox de processamento de sinais na
% versão 2.8 ou superior.
% Programa desenvolvido por Paulo Lamim em 12/12/2006.

close all
clear all

% Cria um objeto "analog input" com ID = "dev1".

AI = analoginput('nidaq','dev2');
set(AI,'InputType','NonReferencedSingleEnded');

button = questdlg('Ler configuração de arquivo ou definir nova
configuração?',' ', ...
    'Ler','Nova','Nova');
switch button
    case 'Ler'
        [filename, pathname] = uigetfile('*.mat','Select File');
        load(fullfile(pathname,filename))
        AcquisConfig = DataSave;
    case 'Nova'
        % Interface gráfica para definição da medição
        AcquisConfig = AcquisitionConfiguration(AI);
end

if ~isfield(AcquisConfig,'HWInfo')
    delete(AI)
    return
end

HWInfo          = AcquisConfig.HWInfo;
ChannelConfig   = AcquisConfig.ChannelConfig;
MeasureDescrip  = AcquisConfig.MeasureDescrip;
AcqConfig       = AcquisConfig.AcqConfig;
```



```

TrigConfig      = AcquisConfig.TrigConfig;

Channels = find(ChannelConfig.Enable == 1)-1;
usedch = addchannel(AI,Channels);

for ch = 1:length(Channels)
    chan = Channels(ch)+1;
    AI.Channel.ChannelName(ch) = ChannelConfig.Name{chan};
    AI.Channel(ch).InputRange = str2num(ChannelConfig.InputRange{chan});
    AI.Channel.SensorRange(ch) = [-10 10]*ChannelConfig.CalFactor(ch);
    AI.Channel.UnitsRange(ch) = [-10 10]*1000; % DO NOT EDIT
    AI.Channel.Units(ch) = ChannelConfig.Units{chan};
end

AI.SampleRate      = AcqConfig.SampleRate;
AI.SamplesPerTrigger = AcqConfig.SamplesPerTrigger;
AI.LoggingMode     = AcqConfig.LoggingMode;
AI.LogToDiskMode   = AcqConfig.LogToDiskMode;
AI.LogFileName     = AcqConfig.LogFileName;

TrigConfig.HWChannel
AI.TriggerChannel   = usedch(TrigConfig.HWChannel+1);
AI.TriggerType      = TrigConfig.Type;
AI.TriggerCondition = TrigConfig.Condition;
AI.TriggerConditionValue = TrigConfig.ConditionValue;
AI.TriggerDelayUnits = TrigConfig.DelayUnits;
AI.TriggerDelay     = TrigConfig.Delay;
AI.TriggerRepeat    = TrigConfig.Repeat;
AI.Timeout          = TrigConfig.Timeout;

Sair = 1;
ff=1;
NDB=0;
NBI=0;
while Sair == 1 % acquisition loop
    FileName = AI.LogFileName; % DO NOT EDIT OR CHANGE POSITION
    h = waitbar(0,'Acquiring data...');
    start(AI) % Adquire dados - inicia AI.
    while (strcmp(AI.Running,'On')),
        waitbar(AI.SamplesAcquired/(AI.SamplesPerTrigger),h)
    end
    if any(strcmp(AI.LoggingMode,{'Disk&Memory','Memory'}))
        [data,time] = getdata(AI);
    end
    close(h)

    if ff == 10
        files = dir('*.daq'); % CARREGAMENTO DO SINAL
        PathName = cd;
        FileList = cell(length(files),1);
        a=length(files); % SELEÇÃO DOS DADOS PARA ANÁLISE (PEGA SEMPRE O ULTIMO
ESPECTRO)

        FileList{a-1} = files(a-1).name;

```

```

    fname=FileList{a-1};
    [x, t] = daqread(fname);
else
    files = dir('*.daq');           % CARREGAMENTO DO SINAL
    PathName = cd;
    FileList = cell(length(files),1);

    a=length(files);               % SELEÇÃO DOS DADOS PARA ANÁLISE
(PEGA SEMPRE O ULTIMO ESPECTRO)

    FileList{a} = files(a).name;
    fname=FileList{a};
    [x, t] = daqread(fname);
end

%   APLICAÇÃO DO JANELAMENTO NO SINAL DE FLUXO X

n=length(x);
w2=hanning(n);
z=x.*w2;

%   FFT DO SINAL DE FLUXO JANELADO

fm=abs(fft(z)/(n/2));
freq1=linspace(0,1/((t(end)-t(1))/length(t))),length(t));
B4 = 20*log(fm/0.1);

res = freq1(2) - freq1(1);        % Resolução da frequencia

pico19 = fix(19*60/res);          % Posição do 19 harmônico da rede
picore(ff,1)= max(B4(pico19-8:pico19+8)); %Pico da 19 harmônica

pico21 = fix(21*60/res);          % Posição do 21 harmônico da rede
picore(ff,2)= max(B4(pico21-8:pico21+8)); %Pico da 21 harmônica

%   FILTRO PASSA BANDA DE 700 a 2000 Hz

[B,A] = butter(10,[700 2000]/2500);
fff=filter(B,A,x);

%   DEMODULAÇÃO DO SINAL FILTRADO

h = hilbert(fff);
hh=abs(h);

%   FILTRO PASSA ALTA DO SINAL DEMODULADO PARA RETIRAR A COMPONENTE DC

[B,A] = butter(8,20/2500,'high');
fff=filter(B,A,hh);

```

```

% JANELAMENTO DA DEMODULAÇÃO

w2=hanning(n);
z=fff.*w2;

% FFT DA DEMODULAÇÃO

fm=abs(fft(z)/(n/2));
lo = 20*log(fm/0.1);

pico6 = fix(6*60/res);           % Posição do harmônico 360 Hz demodulado
picore(ff,3)= max(lo(pico6-4:pico6+5)); % Pico do harmônico 360 Hz
demodulado

pico8 = fix(8*60/res);           % Posição do harmônico 480 Hz demodulado
picore(ff,4)= max(lo(pico8-4:pico8+5)); % Pico do harmônico 480 Hz
demodulado

% INICIO DO SISTEMA DE INFERÊNCIA FUZZY

norm = picore/100;               % normalização das entradas

monit = readfis('monitor');      % carregamento do programa fuzzy

ava = evalfis(norm,monit);       % avaliação das aptitudes em dB
(verificação do problema)

% VERIFICAÇÃO DO INSTANTE DAS COLETAS

tempo = clock;
databi = 'BAIXA ISOLAÇÃO - MONITORAMENTO EM';
datadt = 'DESEQUILIBRIO DE FASE - MONITORAMENTO EM';
ab(ff,:)=[num2str(tempo(4)) ':' num2str(tempo(5))];
abb = [num2str(databi) ' ' num2str(tempo(3)) '/' num2str(tempo(2)) '/' '
num2str(tempo(1))];
abbb = [num2str(datadt) ' ' num2str(tempo(3)) '/' num2str(tempo(2)) '/' '
num2str(tempo(1))];

subplot(2,1,1);                 % gráfico de tendência da falha
set(gca,'ytick',[0 0.25 0.5 0.75 1])
xx(ff)=ff;
bi(ff) = ava(ff,1);
ni = 0.25*ones(1,6);
nm = 0.5*ones(1,6);
ns = 0.75*ones(1,6);
es=0:5:25;
hold on
plot(es,ni,'g',es,ns,'k',es,nm,'r','LineWidth',2);
plot(xx,bi,'--rs','LineWidth',2,...
      'MarkerEdgeColor','k',...
      'MarkerFaceColor','g',...
      'MarkerSize',10);
set(gca,'xtick',1:ff)
set(gca,'xticklabel',ab)
grid on

```

```

box on
hold off
axis([0 25 0 1])
title(abb);
xlabel('Tempo')
ylabel('Níveis da Falha')
legend('De 0.25 a 0.50 não há falha','De 0.50 a 0.75 há falha')

subplot(2,1,2); % gráfico de tendência da falha
set(gca,'ytick',[0 0.25 0.5 0.75 1])
dt(ff) = ava(ff,2);
ni = 0.25*ones(1,6);
nm = 0.5*ones(1,6);
ns = 0.75*ones(1,6);
es=0:5:25;
hold on
plot(es,ni,'g',es,ns,'k',es,nm,'r','LineWidth',2);
plot(xx,dt,'--rs','LineWidth',2,...
      'MarkerEdgeColor','k',...
      'MarkerFaceColor','g',...
      'MarkerSize',10);
set(gca,'xtick',1:ff)
set(gca,'xticklabel',ab)
grid on
box on
hold off
axis([0 25 0 1])
title(abbb)
xlabel('Tempo')
ylabel('Níveis da Falha')
legend('De 0.25 a 0.50 não há falha','De 0.50 a 0.75 há falha')

if ava(ff,1) > 0.5
    NBI = NBI+1;
    if NBI >= 3
        AcqButton = questdlg('O Motor Encontra-se com Baixa Isolação!
Deseja Continuar?',' ', ...
                              'Sim','Não','Sim');
        copyfile(['serieB' num2str(ff)
'.daq'], 'c:/LAMIM/Doutorado/Isolação/');
        if strcmp(AcqButton,'Não')
            save('c:/LAMIM/Doutorado/Tendencia/tenden','ava','ab');
            clc
            disp('FINAL DA AQUISIÇÃO');
            Sair = 0;
        end
    end
end

if ava(ff,2) > 0.5
    NDB = NDB+1;
    if NDB >= 3

```

```

        AcqButton = questdlg('O Motor Encontra-se com Desequilíbrio de
Fase! Deseja Continuar?', '', ...
        'Sim', 'Não', 'Sim');
        copyfile(['serieB' num2str(ff)
'.daq'], 'c:/LAMIM/Doutorado/Desequilíbrio/')
        if strcmp(AcqButton, 'Não')
            tenden = 'tendencia.mat';
            save('c:/LAMIM/Doutorado/Tendencia\tenden', 'ava', 'ab');
            clc
            disp ('FINAL DA AQUISIÇÃO');
            Sair = 0;
        end
    end
end

if ff == 1

    ff=ff+1;
    pause(15);

elseif ff ~= 1

    if ff == 10

        ff=ff+1;
        FileList{a} = files(a).name;
        fname=FileList{a};
        delete (fname);
        pause(15);

    else

        ff=ff+1;
        FileList{a-1} = files(a-1).name;
        fname=FileList{a-1};
        delete (fname);
        pause(15);

    end
end

if ff == 24
    save('c:/LAMIM/Doutorado/Tendencia\tenden', 'ava', 'ab');
    clc
    disp ('FINAL DA AQUISIÇÃO');
    Sair = 0;
end
end
end

```